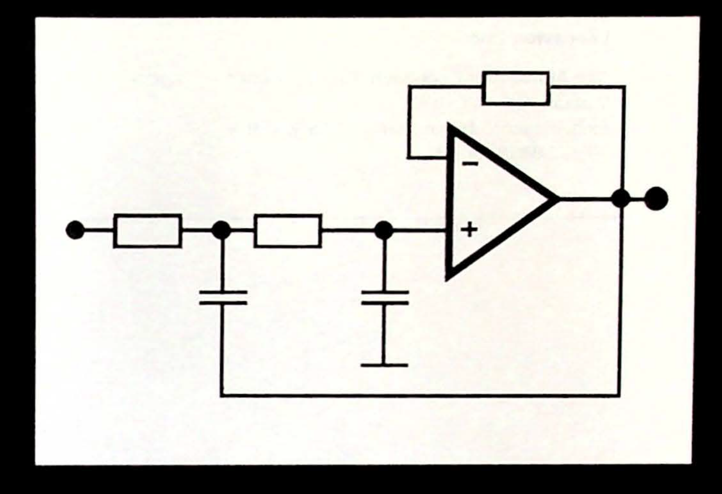
Das
AKTIV-FILTER
Kochbuch

Don Lancaster





Das AKTIV-FILTER Kochbuch

Don Lancaster



CIP-Titelaufnahme der Deutschen Bibliothek

Lancaster, Don:

Das **Aktiv-Filter-Kochbuch** / Don Lancaster. - 7. Aufl. -
Vaterstetten: IWT, 1992
Einheitssacht.: Active filter cookbook <dt>
ISBN 3-88322-007-8

ISBN 3-88322-007-8
7. Auflage 1992 — Unveränderter Nachdruck

Dieses Werk ist eine Übersetzung der amerikanischen Originalausgabe »Active filter cookbook, by Don Lancaster«. Copyright by Howard W. SAMS & Inc.

USA 1981

Printed in Germany

Vorwort

Ein *aktives Filter* stellt eine Kombination von integrierten Operationsverstärkern, Widerständen und Kondensatoren dar, die Dinge vollbringen, die man normalerweise nur mit aufwendigen passiven Filtern, bestehend aus Spulen und Kondensatoren, ausführen kann. Aktive Filter sind vielseitige und preiswerte Baugruppen, die einfach zu entwerfen und leicht abzustimmen sind. Sie liefern Verstärkung und besitzen zahlreiche andere Vorteile. Aktive Filter sind bestens für Filterung unter dem Hörbereich, im Hörbereich und im Ultraschallbereich oder für Entzerrer (Equalizer) geeignet. Wichtige Anwendungsbereiche für aktive Filter sind die Kommunikationstechnik, elektronische Musik, Gehirnwellen-Forschung, Quadratur-Kunst, Sprach- und Gehör-Untersuchungen, Telefonie, psychedelische Beleuchtung, medizinische Elektronik, Erdbebenkunde, Meßtechnik und zahlreiche andere Gebiete.

Dieses Buch befaßt sich mit aktiven Filtern. Es ist anwender-orientiert. Es sagt Ihnen alles, was Sie für den Aufbau aktiver Filter wissen müssen, und das mit einem absoluten Minimum an Mathematik und ohne schwer verständlicher Theorie.

Wenn Sie überhaupt nichts über aktive Filter wissen, und einfach eine frequenz-selektive Schaltung benötigen, so wird Ihnen dieses Buch als Katalog gebrauchsfertiger Schaltungen dienen – mit einer Mathematik, die im schlimmsten Fall aus ein oder zwei einfachen Multiplikationen besteht.

Wenn Sie aber daran interessiert sind, warum und wie aktive Filter arbeiten, gibt es genügend detaillierte Informationen, mit denen Sie einen gründlichen Entwurf ausführen können. Damit lassen sich alle Parameter der Filter für Ihre speziellen Anforderungen optimieren und Sie benötigen hierzu vielleicht einen einfachen Taschenrechner.

Wenn Sie schließlich ein Spezialist für aktive Filter sind, werden Sie in diesem Buch einheitliche und detaillierte Grundlagen, sowohl für Analyse- wie Synthese-Verfahren finden, die leicht auf einem Computer oder programmierbaren Rechner anzuwenden sind. Auch für Ausbildungszwecke könnte dieses Buch als Grundlage oder Begleittext außerordentlich nützlich sein.

Kapitel 1 beginnt mit einigen Grundlagen, wobei Ausdrücke wie Dämpfung, Ordnung, Kaskadierbarkeit und andere wichtige Filterkonzepte eingeführt werden. Kapitel 2 befaßt sich mit Operationsverstärkern, die speziell für aktive Filter benötigt werden und enthält eine kleine Aufzählung geeigneter handelsüblicher Bausteine.

Die grundlegenden Eigenschaften der fünf elementaren Baugruppen erster und zweiter Ordnung werden in Kapitel 3 behandelt.

Vollständige Filterkurven, die uns bei der Entscheidung helfen, welches Filter wir für eine bestimmte Aufgabe benötigen, sind die Themen der Kapitel 4 und 5. Die Hochpaß- und Tiefpaß-Kurven von Kapitel 4 umfassen sieben verschiedene Kurvenformen bis zum Filter sechster Ordnung. Die Filterkurven reichen vom Bessel-Filter, oder Filter mit der besten Verzögerung, über Filter mit flachster Amplitude, oder Butterworth-Filter, bis zu verschiedenen Tschebyscheff-Kurven mit leichter, 1, 2 und 3 dB-Welligkeit. Die Bandpaß-Kurven von Kapitel 5 zeigen uns genau, wie die Form der Filterkurve aussehen wird, wieder bis zu Filtern sechster Ordnung bei fünf Filtertypen. In diesem Kapitel wird ein einfaches Verfahren, genannt *kaskadierte Polsynthese*, eingeführt, das den Entwurf aktiver Bandpaß-Filter sehr vereinfacht und Ihnen vollständige und genau definierte Filterkurven liefert.

Praktische Filterschaltungen sind in den Kapiteln 6 bis 8 enthalten. Es werden vier verschiedene Arten von Tiefpaß-, Bandpaß- und Hochpaß-Schaltungen gezeigt. Tiefpaß- und Hochpaß-Schaltungen umfassen die einfachen und leicht abzustimmenden Sallen-Key-Typen, zusammen mit den Universal-Filtern mit mehreren integrierten Schaltungen. Die Bandpaß-Versionen beinhalten die Schaltung mit Mehrfach-Rückkopplung und einem einzelnen Operationsverstärker für mittlere Qs, sowie Universal- und biquadratische Schaltungen für hohe Qs von hundert oder mehr.

Kapitel 9 zeigt uns, wie wir Umschaltung, Abstimmung und Spannungs-Steuerung aktiver Filter ausführen können. Es behandelt auch einige Filterkonzepte, wie Allpaß-Netzwerke und Bandsperr-Filter, und endet schließlich mit einem hochwertigen Filter mit sehr hohem endgültigen Abfall, genannt ein *Cauer-* oder *elliptisches Filter.* Es werden Entwurfs-Diagramme bis zur vierten Ordnung behandelt.

Schließlich zeigt Kapitel 10, wo und wie aktive Filter angewendet werden, und gibt uns ergänzende Daten, wie Tonfrequenzen in der Musik, Frequenzwerte für Modems, usw., zusammen mit den Bildern zahlreicher Anwendungen.

Inhaltsverzeichnis

KAPITEL 5

KAPITEL 6

KAPITEL 7

KAPITEL 8

KAPITEL 9

KAPITEL 10

KAPITEL 1

Einige Grundlagen

Ein *Filter* ist ein frequenz-selektives Netzwerk, das bestimmte Frequenzen der Eingangs-Signale auf Kosten anderer bevorzugt. Die drei häufigsten Filter-Typen sind das *Tiefpaß-Filter*, das *Bandpaß-Filter* und das *Hochpaß-Filter*, wobei es jedoch noch zahlreiche weitere Möglichkeiten gibt.

Ein Tiefpaß-Filter gestattet das Passieren von Signalen *bis* zu einer bestimmten Frequenz. Frequenzen oberhalb dieser *Grenzfrequenz* werden mehr oder weniger stark unterdrückt. Höhenregler in Hi-Fi-Geräten und Kratz-Filter in Plattenspielern sind typische Tiefpaß-Filter.

Ein Bandpaß-Filter läßt einen Bereich mittlerer Frequenzen durch, während es andere *oberhalb* und *unterhalb* dieser gewünschten Frequenzen abschwächt oder unterdrückt. Ein abstimmbarer AM-Empfänger stellt im HF-Teil nichts anderes als ein *variables* Bandpaß-Filter dar.

Ähnlich hält ein Hochpaß-Filter Frequenzen *unterhalb* seiner Grenzfrequenz zurück, während es Frequenzen oberhalb dieses Wertes bevorzugt. Die Baß-Steuerung in Hi-Fi-Geräten und Rumpel-Filter in Plattenspielern sind typische Beispiele hierfür. Bild 1-1 zeigt diese Filtereigenschaften.

Filter sind ein außerordentlich wichtiges Konzept in der elektronischen Schaltungstechnik. Sie sind unentbehrlich für Radio, Fernsehen, Sprach- und Daten-Übertragung. Sie sind weit verbreitet in Telefon-Netzen, in Audio- und Hi-Fi-Systemen und in elektronischen Musikinstrumenten. Ebenso werden Filter in wissenschaftlichen Geräten benötigt, für Seismologie, Hirnwellen-Foschung, Telemetrie, biomedizinische Elektronik, Geophysik, Sprachtherapie, in neuen Kunstformen und in der Fertigungs-Steuerung, etc.

Kondensatoren und Spulen stellen frequenzabhängige Bauelemente dar. Kondensatoren lassen höhere Frequenzen leichter passieren, während

Spulen leichter niedrigere Frequenzen durchlassen. Daher bestehen die herkömmlichen Filter meist aus Kombinationen von Spulen und Kondensatoren. Sie werden *passive* Filter genannt.

Heutzutage kennt man jedoch neue und häufig bessere Wege zum Aufbau von Filtern. Integrierte Schaltungen, insbesonders integrierte Operations-Verstärker, können so mit Widerständen und Kondensatoren kombiniert werden, so daß sie die Eigenschaften der herkömmlichen Filter aus Spulen und Kondensatoren exakt simulieren. Da diese neuen Baugruppen üblicherweise Verstärkung liefern und Betriebsspannung benötigen, werden Filter, die auf diese Weise aufgebaut sind, *aktive Filter* genannt. Wenn auch aktive Filter im Prinzip schon seit einiger Zeit bekannt sind, so haben sich zuverlässige, leicht verwendbare und einfach zu entwerfende Schaltungen erst in jüngster Zeit durchgesetzt.

Dieses Buch behandelt diese aktiven Filter und die zugehörigen Entwurfs-Verfahren. Es wird Ihnen die integrierten Schaltungen, die in aktiven Filtern verwendet werden, zeigen, sowie die Grundlagen der verschiedenen Filterkurven und wie man diese erhält, die Schaltungen, mit denen man derartige Filter aufbauen kann, ferner verschiedene Raffinessen zur Ergänzung dieser Filter (wie Abstimmung und spannungs-gesteuerten Nachlauf), und schließlich die Anwendungsgebiete, in denen aktive Filter derzeit weit verbreitet sind.

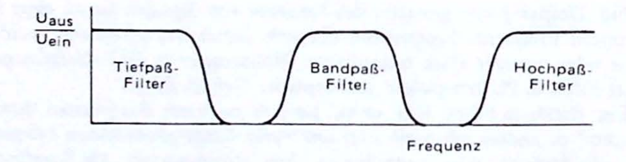


Bild 1-1. Gebräuchliche Filtertypen.

WARUM AKTIVE FILTER EINSETZEN?

Verglichen mit den herkömmlichen passiven Filtern besitzen aktive Filter eine Reihe von Vorteilen:

Niedrige Kosten – Die Bauteilekosten aktiver Filter sind gewöhnlich wesentlich geringer, besonders bei sehr niedrigen Frequenzen, bei denen Spulen groß und teuer werden.

Entkopplung – Die meisten aktiven Filter besitzen eine sehr hohe Eingangs-Impedanz und eine sehr niedrige Ausgangs-Impedanz. Die Filtereigenschaften sind daher im wesentlichen unabhängig von Generator- und Last-Impedanzen und deren Änderungen.

Kaskadierbarkeit – Infolge der guten Entkopplung aktiver Filter können komplexe Filterprobleme leicht in einfache Abschnitte (Sektionen)

unterteilt werden, die dann zur Erzielung des gewünschten endgültigen Resultats entsprechend miteinander kombiniert werden.

Verstärkung – Aktive Filter können je nach Wunsch Verstärkung oder Abschwächung liefern, um bestimmte Filter- oder System-Forderungen zu erfüllen. Stromverstärkung ist meistens immer vorhanden, falls gewünscht auch Spannungsverstärkung.

Abstimmung – Zahlreiche aktive Filter können leicht über einen großen Bereich abgestimmt werden, ohne daß sich hierbei ihre Durchlaßkurven verändern. Die Abstimmung kann elektronisch, manuell oder durch eine Steuerspannung erfolgen. Abstimmbereiche können bis über ein Verhältnis von 1000 : 1 gehen, wesentlich höher, als dies gewöhnlich mit passiven Filterschaltungen möglich ist.

Kleine Abmessungen und niedriges Gewicht – Dies trifft besonders bei niedrigen Frequenzen zu, bei denen Spulen groß und schwer werden.

Unempfindlichkeit gegen Einstreuungen – Probleme der Abschirmung und unerwünschte Einstreuungen existieren nahezu überhaupt nicht für aktive Filter.

Einfacher Entwurf – Verglichen mit herkömmlichen Methoden machen die in diesem Buch behandelten Verfahren den Entwurf von aktiven Filtern außerordentlich einfach.

Die Nachteile und Grenzen aktiver Filter sind:

Stromversorgung – Alle aktiven Filter benötigen eine Stromversorgung und verbrauchen daher Energie.

Grenzen der Signale – Der verwendete Operationsverstärker setzt bestimmte Grenzen für die Signale infolge seines Eingangsrauschens, seines dynamischen Bereiches, seines Frequenzganges für höhere Frequenzen und seiner Fähigkeit für die Verarbeitung größerer Signale.

Empfindlichkeit gegen Temperaturänderungen – Die Durchlaßkurve kann sich verändern, wenn Bauteile- oder Operationsverstärker-Daten von der Temperatur abhängen.

FREQUENZBEREICH UND GÜTE (Q)

Der Frequenzbereich, in dem aktive Filter verwendbar sind, ist wesentlich größer als für jede sonstige Filtertechnik. Derzeit ist ein Frequenzbereich von wenigstens *acht Dekaden* erreichbar.

Die untere Frequenzgrenze liegt praktisch bei etwa 0.01 bis 0.1 Hz. Die hierbei erforderlichen Kondensatoren werden dann zu groß und unhandlich, sogar mit den hohen Impedanzen der aktiven Schaltungen, so daß hier digitale Filter-Techniken eingesetzt werden können.

Die obere Grenze wird durch die Eigenschaften des verwendeten Operationsverstärkers bestimmt. Die Grenze liegt bei 100 kHz bis 1 MHz. Oberhalb dieser Frequenz verringern sich Größe und Kosten herkömm-

licher Filter aus Spulen und Kondensatoren so weit, daß sich deren Einsatz wieder lohnt. Mit steigender Frequenz werden hochwertige Operationsverstärker und spezielle Schaltungen erforderlich. Der theoretische Frequenzbereich aktiver Filter liegt jedoch außerordentlich hoch und es wurden sogar aktive Filter für den Mikrowellen-Bereich aufgebaut.

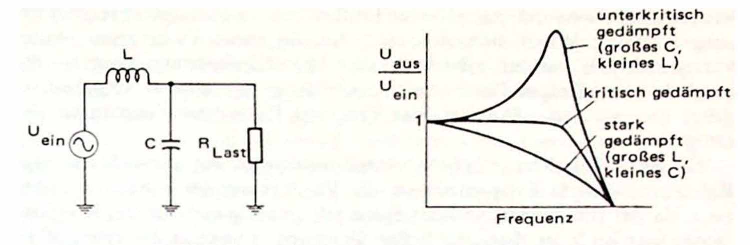
Wenn wir einfache Schaltungen und preisgünstige Operationsverstärker einsetzen wollen, so sind aktive Filter im wesentlichen auf Frequenzbereiche von Infraschall über den Hörbereich bis etwa zu Ultraschall begrenzt. Bei der Verwendung von Bandpaß-Filtern ist ebenfalls nur eine gewisse Grenze in der minimalen Breite der Durchlaßkurve zu erreichen. Das Maß hierfür wird die Güte Q genannt und ist einfach das Verhältnis der Bandbreite des Filters zu seiner Mittenfrequenz. Ein Filter, dessen Mittenfrequenz 200 Hz ist und das eine Bandbreite von 2 Hz besitzt, hat ein Q von 100.

Mit aktiven Filtern sind Q-Werte von 500 oder darunter realisierbar. Diese höheren Q-Werte erfordern aktive Filterschaltungen mit drei oder vier Operationsverstärkern, wenn die Filterkurven exakt zu bestimmen und stabil sein sollen. Bei Schaltungen mit einem einzelnen Operationsverstärker ist das maximale Q sehr begrenzt. Es läßt sich praktisch höchstens ein Q von 25 mit diesen Schaltungen mit einem einzelnen Verstärker erzielen. Mit den heutigen Zweifach- oder Vierfach-Operationsverstärkern in einem Gehäuse kommt jedoch der Einsatz von mehr als einem Operationsverstärker kaum teurer als ein einzelner Verstärker, insbesondere da sich dadurch mit Sicherheit bessere Schaltungseigenschaften ergeben. Ausführliche Einzelheiten für den Entwurf beider Arten von Bandpaß-Schaltungen sind in Kapitel 7 zu finden.

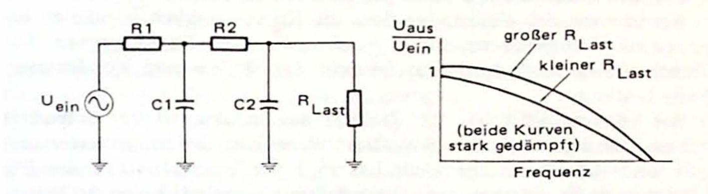
EINE EINFACHE AKTIVE FILTERSCHALTUNG

Sehen wir uns eine einfache aktive Filterschaltung an und vergleichen sie mit ihrem passiven Gegenstück. Bild 1-2 zeigt die Einzelheiten. Man nimmt im allgemeinen nicht an, daß aktive Filter Spulen im Verhältnis 1:1 ersetzen. Stattdessen betrachtet man die gesamte mathematische Kurve oder *Übertragungs-Funktion* der Schaltung und das Filter wird so entworfen, daß es die gesamte Kurve *simuliert* oder *zusammensetzt*. Statt zu sagen "dieser Operationsverstärker ersetzt die Spule", sagen wir, "diese aktive Filterschaltung verhält sich gleich wie (oder besser als) dieses passive Spulen-Kondensator-Filter". Solange die Mathematik dasselbe Ergebnis liefert, können wir die gleichen Schaltungseigenschaften erhalten, auch wenn wir nicht genau zeigen können, wohin die Spule "gegangen" ist.

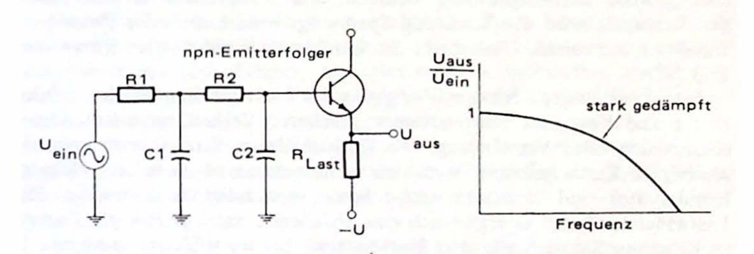
Bild 1-2A zeigt ein Tiefpaß-Filter, das aus einer Serien-Spule, einem Parallel-Kondensator und einem Last-Widerstand aufgebaut ist. Der Blindwiderstand (oder Reaktanz) einer Spule steigt mit der Frequenz, wodurch es den höherfrequenten Signalen erschwert wird, zum Ausgang zu gelangen. Der Blindwiderstand des Kondensators nimmt mit steigender



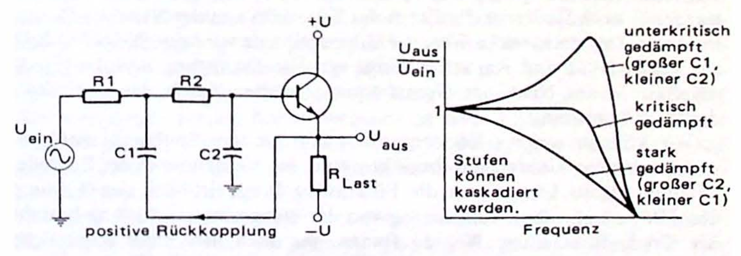
(A) Passives LC-TiefpaßFilter zweiter Ordnung und Amplitudengang.



(B) Passives RC-Tiefpaß-Filter zweiter Ordnung und Filterkurve.



(C) Passives RC-Filter mit Emitterfolger zum Trennen der Last.



(D) Aktives RC-Filter und Kurvenverlauf identisch mit (A).

Bild 1-2. Aufbau eines einfachen aktiven Filters.

Frequenz ab, wodurch ein geringer Einfluß auf die niedrigen Frequenzen ausgeübt wird, jedoch höherfrequente Signale immer mehr gegen Masse kurzgeschlossen werden. Dieser *zweistufige* Eliminierungs-Vorgang ermöglicht ein Tiefpaß-Filter *zweiter Ordnung* mit einem Amplitudengang, der mit dem *Quadrat* der Frequenz für höhere Frequenzen abfällt.

Es gibt zahlreiche mögliche Amplitudengänge für diese Schaltung. Bei sehr niedrigen Frequenzen ist die Verstärkung der Schaltung nahezu 1, da der Blindwiderstand der Spule sehr niedrig und der des Kondensators sehr hoch ist. Bei sehr hohen Frequenzen bewirkt der zweistufige Eliminations-Vorgang, daß die Kurve mit dem Quadrat der Frequenz abfällt, was einer Rate von 12 dB pro Oktave entspricht.

Wir können den Punkt, bei dem die Kurve merklich abzufallen beginnt, die *Grenzfrequenz* (oder Eckfrequenz) des Filters nennen. Die Grenzfrequenz wird durch das *Produkt* der Spulen- und Kondensator-Werte bestimmt.

Wir können nicht nur das Produkt aus Induktivität und Kapazität steuern, sondern auch ihr *Verhältnis*. Wenn z.B. der Kondensator sehr groß und die Spule sehr klein ist, wird der Lastwiderstand die LC-Schaltung nicht sehr belasten. Die Schaltung verhält sich wie ein Serien-Resonanz-Kreis mit verhältnismäßig niedrigen Verlusten und wird daher eine gewisse Schwingneigung besitzen. Für Frequenzen in der Nähe der Resonanz wird die Schaltung Spannungsverstärkung oder Resonanzanhebung aufweisen. Dies ergibt die *unterkritisch gedämpfte* Kurve von Bild 1-2A.

Ein etwas ausgeglicherenes Verhältnis des Lastwiderstandes, der Induktivität und Kapazität führt zu einem flacheren Verlauf ohne Resonanzüberhöhung oder Verstärkung. Die flachste dieser Kurven wird *kritisch gedämpfte* Kurve genannt. Wenn wir weitergehen und einen sehr kleinen Kondensator und eine sehr große Spule verwenden, so überwiegt der Lastwiderstand und es ergibt sich eine abfallende, *stark gedämpfte* Kurve.

Beachten Sie, daß alle drei Kurven etwa bei einer Verstärkung von 1 beginnen und mit einem Abfall mit dem Quadrat der Frequenz enden. Einstellen der Dämpfung durch Ändern des *Verhältnisses* Induktivität-Kapazität beeinflußt nur die Form der Filterkurve in der Nähe der Grenzfrequenz. Der numerische Wert der Grenzfrequenz wird durch das *Produkt* aus Induktivität und Kapazität festgelegt. Die *Dämpfung* und die Eigenschaften in der Nähe der Grenzfrequenz werden durch das *Verhältnis* der beiden bestimmt.

Wir können weitere Kondensatoren und weitere Spulen hinzufügen, wobei wir neue Größen des Produktes und des Verhältnisses der Bauteile erhalten. Damit können wir die Filterkurve durch Erhöhen der *Ordnung* des Filters verbessern. Unabhängig von der gewünschten Ordnung besteht der Trick darin, einen Weg zu finden, wie man dies ohne zusätzliche Spulen bewerkstelligen kann – und trotzdem die gleiche Gesamt-Filterkurve erzielt.

Bild 1-2B zeigt eine Lösung, die nur Widerstände und Kondensatoren verwendet. Es handelt sich hier um zwei hintereinander geschaltete (kaskadierte) RC-Tiefpaß-Abschnitte. Da nunmehr zwei Kondensatoren die höheren Frequenzen gegen Masse ableiten, müsste man annehmen, daß der *endgültige* Abfall auch mit dem Quadrat der Frequenz zunimmt. Für höhere Werte des Lastwiderstandes würde man auch eine Verstärkung von etwa 1 oder etwas weniger erwarten. Es müßte sich daher um einen Abschnitt zweiter Ordnung handeln, der eine Filterkurve ähnlich der Spulen-Kondensator-Schaltung von Bild 1-2A besitzt.

Das Problem besteht darin, daß die Abschwächung dieser Schaltung infolge der beiden Widerstände offensichtlich ziemlich hoch ist. Die Abschwächung ist so stark, daß anstatt eines annehmbaren Verlaufes in der Nähe der Grenzfrequenz ein allmählicher Abfall bereits unterhalb der Grenzfrequenz auftritt. Gibt es irgendeinen Weg, die hohe Dämpfung aufzuheben, indem man Energie von einer Stromquelle zuführt? Bild 1-2C zeigt einen ersten Versuch in dieser Richtung.

In Bild 1-2C wurde an den Ausgang ein Emitterfolger zugeschaltet. Dadurch wird jegliche Belastung des Ausgangs vermieden, da der Emitterfolger eine Verstärkung von 1, eine hohe Eingangs-Impedanz und eine niedrige Ausgangs-Impedanz besitzt. Nun sind zumindest die Verstärkung und die Dämpfung unabhängig von der Ausgangslast, wenn auch die Dämpfung ziemlich hoch bleibt.

Der Schlüssel zum Aufbau eines aktiven Filters ist in Bild 1-2D zu sehen. Hier wird die Masseverbindung des ersten Kondensators entfernt und dieser mit dem *Ausgang* des Emitterfolgers verbunden, so daß eine *positive Rückkopplung* vom Ausgang zurück zur Mitte des RC-Filters entsteht. Diese positive Rückkopplung verbessert die Filterkurve, daß wir die Dämpfung soweit verringern können, daß wir jede annehmbare Form der Kurve erhalten können, so wie wir es durch Einstellen des Induktivitäts-Kapazitäts-Verhältnisses des passiven Filters von Bild 1-2A ausgeführt haben.

Was wir gemacht haben, ist die Verwendung von Energie der Stromquelle zur Aufhebung der Verluste durch die Filterwiderstände.

Die Verbindung für die positive Rückkopplung liefert *nur in der Nähe der Grenzfrequenz* diese Überschuß-Energie zurück in das Filter. Diese "gezielte" Rückkopplung wird durch den kapazitiven Widerstand (Reaktanz) des Rückkopplungs-Kondensators bewirkt, der zu groß ist, um bei niedrigen Frequenzen eine deutliche Wirkung auszuüben, sowie durch das Ausgangssignal, das bei hoher Frequenz zu niedrig ist, um eine merkbare Rückkopplung zu erreichen. Daher wird die Filterkurve nur in der Nähe der Grenzfrequenz angehoben – die Rückkopplung arbeitet nur dort, wo sie auch wirklich benötigt wird.

Durch Ändern des *Verhältnisses* dieser beiden Kondensatoren kann die Dämpfung beeinflusst werden, so wie die Form der Filterkurve des passiven Filters durch Ändern des Verhältnisses von Induktivität zu Kapazität gesteuert wurde. Genau so bestimmt das *Produkt* aus Wider-

stand und Kapazität die Grenzfrequenz, gerade so wie das Produkt aus Induktivität und Kapazität bei der passiven Schaltung. Es stellt sich heraus, daß der mathematische Verlauf einer Schaltung *identisch* mit dem Verlauf der anderen Schaltung ist.

Beachten Sie, daß *eine* Spule und *ein* Kondensator die Frequenz des passiven Filters bestimmen, während *zwei* Kondensatoren und *zwei* Widerstände für die gleiche Aufgabe beim aktiven Filter benötigt werden. Vom Standpunkt der Energiespeicherung aus betrachtet, besitzen beide Schaltungen zwei, und nur zwei, energiespeichernde Bauteile – und das macht sie zu Schaltungen 2. Ordnung.

Was wir ausgeführt haben, ist der Aufbau eines aktiven Filters, das genau das gleiche ausführt wie das passive, mit dem zusätzlichen Vorteil einer Trennung der Last. Gleichzeitig haben wir die Kosten, Größe, Gewicht und die Brumm-Empfindlichkeit der Spule beseitigt.

TYPEN AKTIVER FILTER

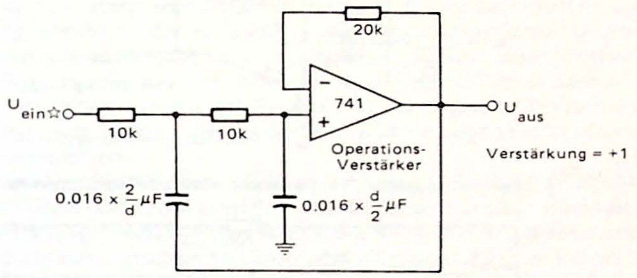
Normalerweise ersetzen wir den einfachen Emitterfolger durch einen Operationsverstärker und erhalten dadurch noch einige andere Vorteile. Es können beliebig viele Abschnitte 2. Ordnung hintereinander angebracht (kaskadiert) werden, um eine gewünschte Gesamt-Filterkurve zu bekommen. Anstatt identische Abschnitte zu kaskadieren, kann man den Frequenzgang und die Dämpfung jedes Abschnittes als einen *Faktor* der gesamten Filterkurve ansehen. Man kann auch einen Abschnitt erster Ordnung anfügen (aktiv oder passiv), der aus einem einzelnen Widerstands-Kondensator-Paar besteht, und kommt damit zu Filtern mit ungerader Ordnung, wie Filter dritter oder fünfter Ordnung.

Die Bilder 1-3 bis 1-6 zeigen die grundlegenden Schaltungen für Filterabschnitte zweiter Ordnung, die in diesem Buch verwendet werden. Wenn diese mit anderen Abschnitten erster und zweiter Ordnung entsprechend den Richtlinien von Kapitel 4 und 5 kombiniert werden, kann praktisch jede gewünschte Gesamt-Filterkurve realisiert werden.

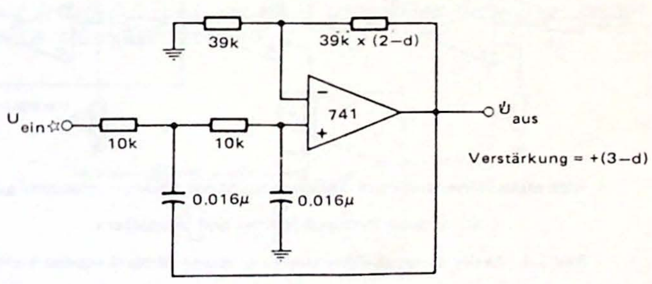
Bild 1-3 zeigt zwei Tiefpaß-Schaltungen. Die erste hiervon ist einfach die Schaltung aus Bild 1-2D, bei der nun ein Operationsverstärker verwendet wird. Sie wird *Sallen-Key-Schaltung mit Verstärkung Eins* genannt und arbeitet nach dem Prinzip des "Anhebens" der Kurve mit zwei kaskadierten Widerstands-Kondensator-Abschnitten. Der vollständige Entwurf und die Auswahl der Bauelemente aller dieser Abschnitte finden Sie später in diesem Buch. Wir wollen hier nur einmal aufzählen, womit wir uns beschäftigen werden. Die Bauteile-Werte sind für eine Grenzfrequenz von 1 kHz dargestellt. In den späteren Kapiteln werden Sie sehen, wie diese sehr einfach für jede gewünschte Grenzfrequenz geändert werden können.

Wenn wir die Mathematik des Sallen-Key-Filters genauer behandeln, werden wir sehen, daß es einen "magischen" Verstärkungswert gibt, durch

den alles sehr einfach und unabhängig von allem übrigen wird. Dieser magische Verstärkungswert ist 3–d, wobei d die Dämpfung bedeutet, die wir später behandeln werden. Das Ergebnis ist das *Sallen-Key-Filter mit "gleichen Komponenten"* von Bild 1-3B. Diese Schaltung zeichnet sich durch identische Kondensatoren, identische Widerstände, einfache Abstimmung und einer Dämpfung, unabhängig vom Verstärkungsgrad des Verstärkers, aus.



(A) Sallen-Key-Schaltung mit Verstärkung 1.

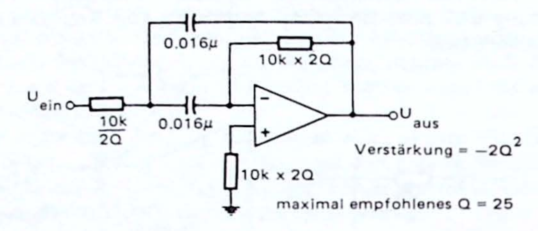


(B) Sallen-Key-Schaltung mit gleichen Komponenten.

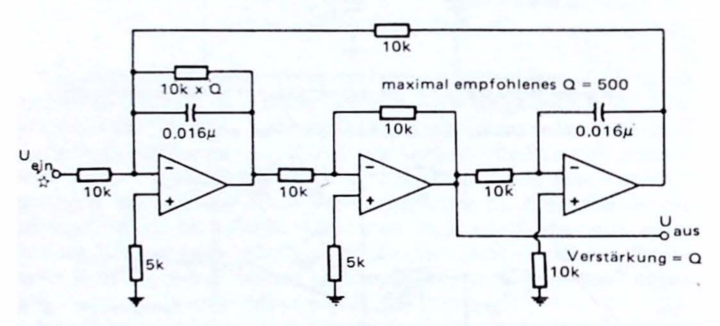
Bild 1-3. Aktive Tiefpaß-Filter zweiter Ordnung, Grenzfrequenz 1 kHz.

Die Bandpaß-Schaltungen sind in Bild 1-4 zu sehen. Hier bewähren sich die Sallen-Key-Techniken nicht besonders gut, so daß hier in Bild 1-4A eine etwas andere Schaltung zu sehen ist, das sogenannte *Bandpaß-Filter mit Mehrfach-Rückkopplung*. Diese Schaltung verwendet ebenfalls einen Operationsverstärker zum "Anheben" der Filterkurve eines Netzwerkes aus zwei Widerständen und zwei Kondensatoren, arbeitet aber doch etwas anders. Das Q der Schaltung ist auf etwa 25 oder weniger begrenzt und es zeigt sich, daß jedes Bandpaß-Filter mit einem einzelnen Verstärker auf kleinere Q-Werte beschränkt ist.

Bild 1-4B zeigt ein sehr interessantes Bandpaß-Filter, genannt ein *biquadratisches* Filter. Es besitzt ein hohes Q, falls erforderlich Abstimmung mit einem einzelnen Widerstand, sowie unabhängige Einstellung von Frequenz und *Bandbreite* (nicht Q, sondern Bandbreite). Mit diesem



(A) Filter mit einzelnem Verstärker und Mehrfach-Gegenkopplung.



☆ muß gegen Masse über einen Gleichstromweg mit niedriger Impedanz gehen

(B) Biquadratisches Filter mit drei Verstärkern.

Bild 1-4. Aktive Bandpaß-Filter zweiter Ordnung, Mittenfrequenz 1 kHz.

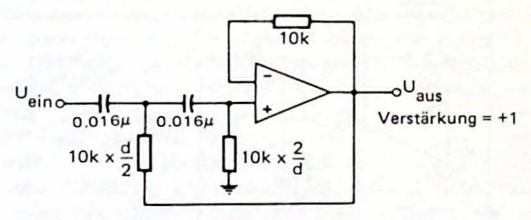
Filter lassen sich Q-Werte von 500 oder mehr leicht erzielen, und die ausgezeichneten Eigenschaften sowie der einfache Entwurf wiegen die zusätzlichen ein oder zwei Operationsverstärker bei weitem auf.

Bild 1-5 zeigt die Hochpaß-Schaltungen. Es handelt sich hier einfach um "umgedrehte" Tiefpaß-Schaltungen, die ein Prinzip verwenden, das man *mathematische Transformation mit 1/f* nennt. Dadurch wird eine Filterkurve erzielt, die eine Spiegelung der Frequenzen bezüglich ihrer Tiefpaß-Gegenstücke oder *Prototypen* darstellt. Das *Sallen-Key-Filter mit einem einzelnen Verstärker* ist hierbei wiederum die einfachste Ausführung, während das Filter mit *gleichen Komponenten* einfacheren Entwurf, Verstärkung und unabhängige Einstellung aller Parameter bietet. Auch dieses Filter ist "umschaltbar" von Hochpaß auf Tiefpaß durch gegenseitiges Vertauschen der Komponenten.

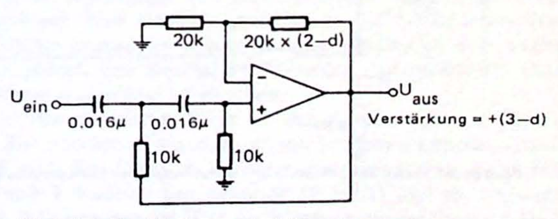
Schließlich betrachten wir ein *Universal-Filter* (in der englischen Literatur auch als "state-variable filter" bekannt). Es arbeitet auf einem anderen Prinzip als das Sallen-Key-Filter, indem es zwei *Integratoren*, realisiert durch Operationsverstärker, verwendet, um das Analogon oder Modell eines Pendels zu bilden. Wenn Sie den entsprechenden Ausgang verwenden, können Sie dieses Filter als Tiefpaß, Bandpaß oder Hochpaß verwenden. In der Betriebsart als Bandpaß erhält man ein hohes Q, leichte Abstimmung und einen sehr einfachen Entwurf. Ein anderer Vorteil der Schaltung besteht in der einfachen Verwendung elektronischer Abstimmung oder Steuerspannung für die Frequenz über einen weiten Bereich. Schließlich können die drei Ausgänge des Universal-Filters summiert werden, um einen Filterverlauf für einen Allpaß, Equalizer (Entzerrer), Bandsperre oder andere Filter zu erhalten. Bild 1-6 zeigt zwei Versionen des Universal-Filters.

Weitere Einzelheiten dieser Schaltung erscheinen in Kapitel 6 (Tiefpaß), Kapitel 7 (Bandpaß) und Kapitel 8 (Hochpaß). Zusätzlich sind vollständige "gebrauchsfertige" Kataloge für Filter in den Kapiteln 6 und 8 zu finden, während die fortschrittlicheren Cauer- oder elliptischen Filter in Kapitel 9 eingeführt werden.

Der Rest des Buches zeigt, wie diese Schaltungen zu entwerfen und anzuwenden sind, wie zu entscheiden ist, welche Werte der Dämpfung und Frequenz erforderlich sind, um einen gewünschten Verlauf bei der gegebenen Grenzfrequenz zu erzielen.

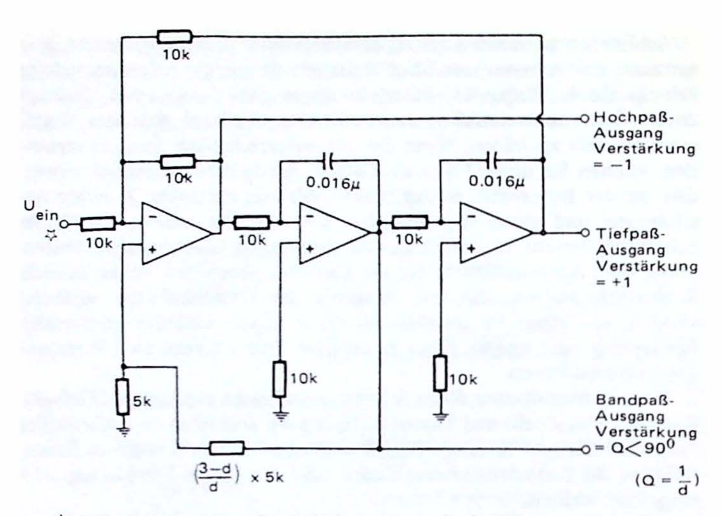


(A) Sallen-Key-Schaltung mit Verstärkung 1.



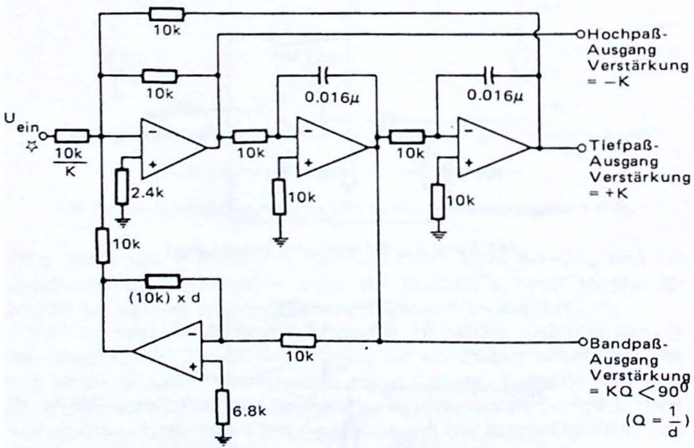
(B) Sallen-Key-Schaltung mit gleichen Komponenten.

Bild 1-5. Aktive Hochpaß-Filter zweiter Ordnung, Grenzfrequenz 1 kHz.



☆ muß gegen Masse über einen Gleichstromweg mit niedriger Impedanz gehen

(A) Universal-Filter mit Verstärkung 1.



☆ muß gegen Masse über einen Gleichstromweg mit niedriger Impedanz gehen

(B) Universal-Filter mit variabler Verstärkung.

Bild 1-6. Aktive Universal-Filter zweiter Ordnung, Grenzfrequenz 1 kHz.

EINIGE AUSDRÜCKE UND KONZEPTE

Sehen wir uns kurz einige wichtige Konzepte aktiver Filter an, die wir benötigen und später in diesem Buch verwenden werden:

Kaskadierung – Hochwertige aktive Filter werden durch Kaskadieren (Hintereinanderschalten) individueller, sich gegenseitig nicht beeinflussender Abschnitte 1. und 2. Ordnung aufgebaut. Diese Abschnitte sind niemals identisch und jeder trägt seine individuelle relative Grenzfrequenz und Dämpfung als Faktor für die gewünschte gesamte Filterkurve bei.

Grenzfrequenz – Die Grenzfrequenz (oder Eckfrequenz) ist der Punkt, bei dem die Amplitude der Filterkurve um 3 dB oder auf das 0.707fache des Wertes im Durchlaßbereich zurückgeht. **Alle Filter in diesem Buch werden auf eine Grenzfrequenz 3 dB unter dem Maximalwert bezogen, unabhängig von der Größe irgendwelcher Schwankungen im Durchlaßbereich oder des Betrages der Filterverzögerung.**

Dämpfung – Die Dämpfung eines Filterabschnittes 2. Ordnung stellt ein Maß für seine Neigung zum Schwingen dar. Praktische Dämpfungswerte reichen von 2 bis 0, wobei eine Dämpfung von 0 der Wert für einen Oszillator ist, eine Dämpfung von 1.414 ein kritischer Wert, der eine maximale Flachheit ohne Überschwingen ergibt, und eine Dämpfung von 2 erhält man durch das Kaskadieren zweier getrennter, identischer Widerstands-Kondensator-Netzwerke. Stark gedämpfte Filterabschnitte kombiniert man, um "glatte" Filter mit geringem Überschwingen und Übergangsverhalten zu bekommen. Schwach gedämpfte Filter kombiniert man für kompakte Filter mit ausgeprägtem steilem Sperrbereich.

Dekade – Ein Frequenzintervall 10:1.

Dezibel – Dezibel ist ein logarithmisches Maß zur Darstellung von Verstärkung oder Dämpfung (Abschwächung). Dezibel ist definiert als 20 $\log_{10}$ eines Spannungsverhältnisses. Beim Arbeiten mit aktiven Filtern bezieht sich Dezibel NUR auf ein Spannungsverhältnis und *ist vollkommen unabhängig von jeder Impedanz oder Betrachtungen über Bezugspegel.* Eine Dezibel-Tabelle ist in Bild 1-7 zu sehen. Wenn mehrere Stufen kaskadiert werden, multiplizieren sich ihre Verstärkungswerte, jedoch ihre Dezibel-Werte werden einfach addiert. Einige nützliche Werte sind in Bild 1-8 zu sehen.

Normierung – Ein normiertes Filter ist eine Schaltung, deren Bauteile-Werte für eine bequeme Frequenz und ein bequemes Impedanz-Niveau ausgewählt sind. Ein Filter ist leicht zu analysieren, wenn es auf eine Frequenz von 1 Radiant pro Sekunde (1 rad/s) und ein Impedanzniveau von 1 Ω bezogen ist. Die Entwicklung eines Filters ist leicht, wenn es auf ein Impedanzniveau von 10 kΩ und auf eine Grenzfrequenz von 1 kHz normiert ist.

dB	Strom- oder Spannungsverhältnis		dB	Strom- oder Spannungsverhältnis		dB	Strom- oder Spannungsverhältnis		dB	Strom- oder Spannungsverhältnis		dB	Strom- oder Spannungsverhältnis	
	Gew.	Verl.		Gew.	Verl.		Gew.	Verl.		Gew.	Verl.		Gew.	Verl.
0	1.000	1.0000	4.0	1.585	.6310	8.0	2.512	.3981	12.0	3.981	.2512	16.0	6.310	.1585
.1	1.012	.9886	4.1	1.603	.6237	8.1	2.541	.3936	12.1	4.027	.2483	16.1	6.383	.1567
.2	1.023	.9772	4.2	1.622	.6166	8.2	2.570	.3890	12.2	4.074	.2455	16.2	6.457	.1549
.3	1.035	.9661	4.3	1.641	.6095	8.3	2.600	.3846	12.3	4.121	.2427	16.3	6.531	.1531
.4	1.047	.9550	4.4	1.660	.6026	8.4	2.630	.3802	12.4	4.169	.2399	16.4	6.607	.1514
.5	1.059	.9441	4.5	1.679	.5957	8.5	2.661	.3758	12.5	4.217	.2371	16.5	6.683	.1496
.6	1.072	.9333	4.6	1.698	.5888	8.6	2.692	.3715	12.6	4.266	.2344	16.6	6.761	.1479
.7	1.084	.9226	4.7	1.718	.5821	8.7	2.723	.3673	12.7	4.315	.2317	16.7	6.839	.1462
.8	1.096	.9120	4.8	1.738	.5754	8.8	2.754	.3631	12.8	4.365	.2291	16.8	6.918	.1445
.9	1.109	.9016	4.9	1.758	.5689	8.9	2.786	.3589	12.9	4.416	.2265	16.9	6.998	.1429
1.0	1.122	.8913	5.0	1.778	.5623	9.0	2.818	.3548	13.0	4.467	.2239	17.0	7.079	.1413
1.1	1.135	.8810	5.1	1.799	.5559	9.1	2.851	.3508	13.1	4.519	.2213	17.1	7.161	.1396
1.2	1.148	.8710	5.2	1.820	.5495	9.2	2.884	.3467	13.2	4.571	.2188	17.2	7.244	.1380
1.3	1.161	.8610	5.3	1.841	.5433	9.3	2.917	.3428	13.3	4.624	.2163	17.3	7.328	.1365
1.4	1.175	.8511	5.4	1.862	.5370	9.4	2.951	.3388	13.4	4.677	.2138	17.4	7.413	.1349
1.5	1.189	.8414	5.5	1.884	.5309	9.5	2.985	.3350	13.5	4.732	.2113	17.5	7.499	.1334
1.6	1.202	.8318	5.6	1.905	.5248	9.6	3.020	.3311	13.6	4.786	.2089	17.6	7.586	.1318
1.7	1.216	.8222	5.7	1.928	.5188	9.7	3.055	.3273	13.7	4.842	.2065	17.7	7.674	.1303
1.8	1.230	.8128	5.8	1.950	.5129	9.8	3.090	.3236	13.8	4.898	.2042	17.8	7.762	.1288
1.9	1.245	.8035	5.9	1.972	.5070	9.9	3.126	.3199	13.9	4.955	.2018	17.9	7.852	.1274
2.0	1.259	.7943	6.0	1.995	.5012	10.0	3.162	.3162	14.0	5.012	.1995	18.0	7.943	.1259
2.1	1.274	.7852	6.1	2.018	.4955	10.1	3.199	.3126	14.1	5.070	.1972	18.1	8.035	.1245
2.2	1.288	.7762	6.2	2.042	.4898	10.2	3.236	.3090	14.2	5.129	.1950	18.2	8.128	.1230
2.3	1.303	.7674	6.3	2.065	.4842	10.3	3.273	.3055	14.3	5.188	.1928	18.3	8.222	.1216
2.4	1.318	.7586	6.4	2.089	.4786	10.4	3.311	.3020	14.4	5.248	.1905	18.4	8.318	.1202
2.5	1.334	.7499	6.5	2.113	.4732	10.5	3.350	.2985	14.5	5.309	.1884	18.5	8.414	.1189
2.6	1.349	.7413	6.6	2.138	.4677	10.6	3.388	.2951	14.6	5.370	.1862	18.6	8.511	.1175
2.7	1.365	.7328	6.7	2.163	.4624	10.7	3.428	.2917	14.7	5.433	.1841	18.7	8.610	.1161
2.8	1.380	.7244	6.8	2.188	.4571	10.8	3.467	.2884	14.8	5.495	.1820	18.8	8.710	.1148
2.9	1.396	.7161	6.9	2.213	.4519	10.9	3.508	.2851	14.9	5.559	.1799	18.9	8.811	.1135
3.0	1.413	.7079	7.0	2.239	.4467	11.0	3.548	.2818	15.0	5.623	.1778	19.0	8.913	.1122
3.1	1.429	.6998	7.1	2.265	.4416	11.1	3.589	.2786	15.1	5.689	.1758	19.1	9.016	.1109
3.2	1.445	.6918	7.2	2.291	.4365	11.2	3.631	.2754	15.2	5.754	.1738	19.2	9.120	.1096
3.3	1.462	.6839	7.3	2.317	.4315	11.3	3.673	.2723	15.3	5.821	.1718	19.3	9.226	.1084
3.4	1.479	.6761	7.4	2.344	.4266	11.4	3.715	.2692	15.4	5.888	.1698	19.4	9.333	.1072
3.5	1.496	.6683	7.5	2.371	.4217	11.5	3.758	.2661	15.5	5.957	.1679	19.5	9.441	.1059
3.6	1.514	.6607	7.6	2.399	.4169	11.6	3.802	.2630	15.6	6.026	.1660	19.6	9.550	.1047
3.7	1.531	.6531	7.7	2.427	.4121	11.7	3.846	.2600	15.7	6.095	.1641	19.7	9.661	.1035
3.8	1.549	.6457	7.8	2.455	.4074	11.8	3.890	.2570	15.8	6.166	.1622	19.8	9.772	.1023
3.9	1.567	.6383	7.9	2.483	.4027	11.9	3.936	.2541	15.9	6.237	.1603	19.9	9.886	.1012

dB	Strom- oder Spannungsverhältnis		dB	Strom- oder Spannungsverhältnis	
	Gewinn	Verlust		Gewinn	Verlust
20.0	10.00	0.1000	85.0	1.778×10^4	5.623×10^{-5}
25.0	17.78	0.0562	90.0	3.162×10^4	3.162×10^{-5}
30.0	31.62	0.0316	95.0	5.632×10^4	1.78×10^{-5}
35.0	56.23	0.0178	100.0	10^5	10^{-5}
40.0	100.00	0.0100	110.0	3.162×10^5	3.162×10^{-6}
45.0	177.8	0.0056	120.0	10^6	10^{-6}
50.0	316.2	0.0032	130.0	3.162×10^6	3.162×10^{-7}
55.0	562.3	0.0018	140.0	10^7	10^{-7}
60.0	10^3	10^{-3}	150.0	3.162×10^7	3.162×10^{-8}
65.0	1.778×10^3	5.623×10^{-4}	160.0	10^8	10^{-8}
70.0	3.162×10^3	3.162×10^{-4}	170.0	3.162×10^8	3.162×10^{-9}
75.0	5.623×10^3	1.78×10^{-4}	180.0	10^9	10^{-9}
80.0	10^4	10^{-4}			

Bild 1-7. Spannungs-Dezibel-Tabelle.

$$\text{Dezibel (Spannungsverhältnis)} = 20 \log_{10} \frac{U_{aus}}{U_{ein}}$$

- - - - - - - - - - - - - - - -

EIN Dezibel entspricht einer Änderung um etwa 10%
ZWEI Dezibel entsprechen einer Änderung um etwa 20%
DREI Dezibel ändern die Amplitude auf 70%
SECHS Dezibel sind ein Verhältnis 2:1
ZEHN Dezibel entsprechen etwa einem Verhältnis 3:1
ZWÖLF Dezibel sind ein Verhältnis 4:1
ACHTZEHN Dezibel sind ein Verhältnis 8:1

- - - - - - - - - - - - - - - -

ZWANZIG Dezibel sind ein Verhältnis 10:1
DREISSIG Dezibel sind ein Verhältnis von etwa 30:1
VIERZIG Dezibel sind ein Verhältnis 100:1
FÜNFZIG Dezibel sind ein Verhältnis von etwa 300:1
SECHZIG Dezibel sind ein Verhältnis 1000:1
ACHTZIG Dezibel sind ein Verhältnis 10000:1

- - - - - - - - - - - - - - - -

Verhältnisse werden *MULTIPLIZIERT*, Dezibel *ADDIERT*

- - - - - - - - - - - - - - - -

Dezibel sind NUR SPANNUNGS-VERHÄLTNISSE bei aktiven Filtern, sie ignorieren Impedanz oder Bezugspegel.

Bild 1-8. Einige nützliche Dezibel-Verhältnisse.

Ordnung – Die Ordnung eines Filters bestimmt die Steilheit seines Abfalls in Abhängigkeit von der Frequenz. Beispielsweise fällt ein Tiefpaß-Filter 3. Ordnung für höhere Frequenzen mit der *dritten Potenz* der Frequenz, oder einer Rate von 18 dB pro Oktave ab. Die Anzahl der energiespeichernden Kondensatoren bestimmt in den meisten aktiven Filtern deren Ordnungszahl. Ein Filter 5. Ordnung benötigt gewöhnlich fünf Kondensatoren usw. Je höher die Ordnung des Filters, desto besser sind seine Eigenschaften, desto mehr Bauteile benötigt es, desto kritischer ist es jedoch gegenüber Variationen der Bauteile und Verstärker.

Q – Q ist einfach der Kehrwert des Dämpfungsfaktors und wird als Maß für die Bandbreite eines Bandpaß-Abschnittes 2. Ordnung verwendet. Praktische Q-Werte reichen von weniger als 1 bis zu mehreren 100.

Skalierung – Skalieren ist das "De-Normieren" eines Filters durch Ändern seiner Frequenz oder Impedanzniveaus. Das Impedanzniveau wird er-

höht durch Multiplizieren aller Widerstände und Dividieren aller Kondensatoren mit dem gewünschten Faktor. Die Frequenz wird dagegen durch Multiplizieren aller frequenzbestimmenden Widerstände *oder* durch Multiplizieren aller frequenzbestimmenden Kondensatoren mit dem gewünschten Faktor verschoben. Um die Frequenz zu verdoppeln, verringern Sie alle Kapazitätswerte um 2, *oder* verringern Sie alle Widerstandswerte um 2. Machen Sie beides, und die Frequenz wird vervierfacht.

Sensitivität - Die "Sensitivität" eines aktiven Filters ist ein Maß dafür, wie genau die Bauteile-Werte und wie groß die Operationsverstärker-Toleranzen sein dürfen, um eine Filterkurve innerhalb der gewünschten Grenzen zu erzielen. Die Sensitivität der aktiven Filter in diesem Buch ist normalerweise ziemlich gut. Richtlinien für die Sensitivität sind in den Kapiteln 4 und 5 zu finden. (Es wurde hier bewußt der Ausdruck "Sensitivität" und nicht "Empfindlichkeit" gewählt, um Verwechslungen mit dem letzteren bekannten Begriff zu vermeiden.)

Form-Option – Für ein Filter gegebener Ordnung gibt es eine große Vielfalt von Möglichkeiten, genannt "Form-Optionen", die bestimmen, wie die Durchlaßkurve aussieht, wie steil der anfängliche Abfall sein wird, wie gut oder schlecht die Übertragungsfunktion ist, usw. Für Tiefpaß- und Hochpaß-Kurven wird Ihnen dieses Buch eine Auswahl von sieben "Form-Optionen" geben, genannt *beste Verzögerung, Kompromiß, flachster Amplitudenverlauf, leichte Welligkeit, 1 dB-Wellen (Dips), 2 dB-Dips und 3 dB-Dips.* In Kapitel 9 werden *Cauer oder elliptische Filter* behandelt.

Übertragungs-Funktion – Die Übertragungsfunktion eines aktiven Filters gibt einfach an, was aus einem Filter herauskommt, verglichen mit dem, was man vorne hineingibt. Dies wird gewöhnlich als das Verhältnis U_{aus}/U_{ein} ausgedrückt. Die Übertragungsfunktion enthält gewöhnlich sowohl die Informationen über die Amplitude als auch die Phase und wird manchmal in Form einer komplexen Variablen "S" ausgedrückt. Im vorliegenden Buch haben wir meistens mit dem Amplitudengang zu tun.

EIN ENTWICKLUNGSPLAN

Die Entwicklung aktiver Filter ist ein Vorgang, der aus mehreren Schritten besteht, kann jedoch sehr einfach werden, wenn wirklich nur schrittweise vorgegangen wird. Zunächst müssen wir mehr über Operationsverstärker wissen, insbesondere ihre theoretischen Möglichkeiten in einer Schaltung, sowie die Eigenschaften handelsüblicher Verstärker. Diese werden im nächsten Kapitel besprochen.

Bevor ein Versuch gemacht wird, Abschnitte 1. und 2. Ordnung für zusammengesetzte Filterkurven zu kombinieren, werden mehr Einzelheiten über die Schaltungen und die mathematischen Eigenschaften

dieser grundlegenden Schaltungsblöcke benötigt. Diese werden in Kapitel 3 behandelt. Kapitel 4 und 5 zeigen, wie diese grundlegenden Schaltungsblöcke zu einem Filter mit einer gewünschten Kurve zusammenzusetzen sind, und zwar zu Tiefpaß- und Hochpaß-Filtern in Kapitel 4 und zu Bandpaß-Filtern in Kapitel 5. Nebenbei bemerkt sind die hier besprochenen Verfahren zur Analyse von Bandpaß-Filtern extrem einfach und geben Ihnen genau die gewünschten Gesamt-Filterkurven.

Von da ab werden wir uns mit den eigentlichen Schaltungen befassen und herausfinden, wie sie arbeiten und wie man mit ihnen die gewünschten Filterkurven erhält. Diese werden in den Kapiteln 6 (Tiefpaß), 7 (Bandpaß) und 8 (Hochpaß) behandelt. Die Kapitel 6 und 8 enthalten auch zwei "Kataloge" gebrauchsfertiger Schaltungen, die unmittelbar ohne jegliche Mathematik einsetzbar sind.

Kapitel 9 bringt einige praktische Gesichtspunkte über Bauteile, deren Werte, Abstimmung, sowie zwei leistungsfähige Techniken für spannungsgesteuerte Abstimmung. Schließlich werden wir uns in Kapitel 10 einige Produkte und Konzepte ansehen, in denen aktive Filter verwendet werden.

KAPITEL 2

Der Operationsverstärker

Integrierte *Operationsverstärker* werden als grundlegender Verstärkerblock in den meisten aktiven Filtern verwendet. Der Operationsverstärker liefert die Trennung von der Last und einen Weg, um Energie von der Stromversorgung in entsprechenden Beträgen an die richtigen Stellen des Widerstands-Kondensator-Netzwerkes zu leiten, um die Energiespeicherung einer oder mehrerer Spulen zu simulieren. Der Operationsverstärker besitzt normalerweise eine hohe Eingangs-Impedanz und eine niedrige Ausgangs-Impedanz. Dadurch lassen sich Filter-Abschnitte 1. und 2. Ordnung kaskadieren, um Filter höherer Ordnung aufzubauen.

Operationsverstärker, die für aktive Filter geeignet sind, basieren meistens auf einem “741” oder ähnlichem und dessen verbesserten Nachfolgern. Alle diese Schaltungen sind sehr leicht zu verwenden und sind äußerst preisgünstig.

Es werden fünf Wege gezeigt, wie Operationsverstärker in Filtern einzusetzen sind:

1. Als *Spannungsfolger*, oder als nicht-invertierender Verstärker mit einem Verstärkungsfaktor von 1, mit hoher Eingangs-Impedanz und niedriger Ausgangs-Impedanz.
2. Als nicht-invertierender *Spannungs-Verstärker*, der eine Verstärkung von 1 oder mehr liefert, mit hoher Eingangs-Impedanz und niedriger Ausgangs-Impedanz.
3. Als *strom-summierender Verstärker*, der jede gewünschte Verstärkung liefert, mit einer mittleren Eingangs-Impedanz, niedriger Ausgangs-Impedanz und Signal-Invertierung.
4. Als *Summen-Block*, der mehrere Eingangs-Signale kombiniert, von denen einige invertiert werden und andere nicht, mit einer mittleren Eingangs-Impedanz und niedriger Ausgangs-Impedanz.

5. Als *Integrator* oder "Rampen-Generator"-Verstärker, der uns mathematisch das Integral ("Fläche unter der Kurve") eines Eingangssignales liefert. Integratoren invertieren gewöhnlich das Signal und besitzen eine mittlere Eingangs-Impedanz und eine niedrige Ausgangs-Impedanz.

EINE NÄHERE BETRACHTUNG

Bild 2-1 zeigt das interne Schaltbild eines Operationsverstärkers vom Typ 741. Der Operationsverstärker wird normalerweise von einer zweifachen oder gesplitteten Stromversorgung mit ±5 bis ±15 Volt gespeist. Es sind *zwei* Eingänge vorhanden, von denen jeder im allgemeinen aus der Basis eines npn-Transistors besteht. Die interne Schaltung ergibt eine hohe Verstärkung der *Differenz*-Spannung zwischen diesen beiden Eingängen.

Der Eingang, der bei niedrigen Frequenzen dieselbe Phase wie der Ausgang besitzt, wird der *nicht-invertierende* Eingang genannt und mit einem +Symbol gekennzeichnet. Der Eingang, der eine entgegengesetzte Phase hat, oder um 180° gegenüber dem Ausgang verschoben ist, wird der *invertierende* Eingang genannt und mit einem –Symbol gekennzeichnet. Ein positiver Spannungssprung am nicht-invertierenden, oder +Eingang treibt den Ausgang in *positive* Richtung. Ein positiver Spannungssprung am invertierenden oder –Eingang treibt den Ausgang in *negative* Richtung.

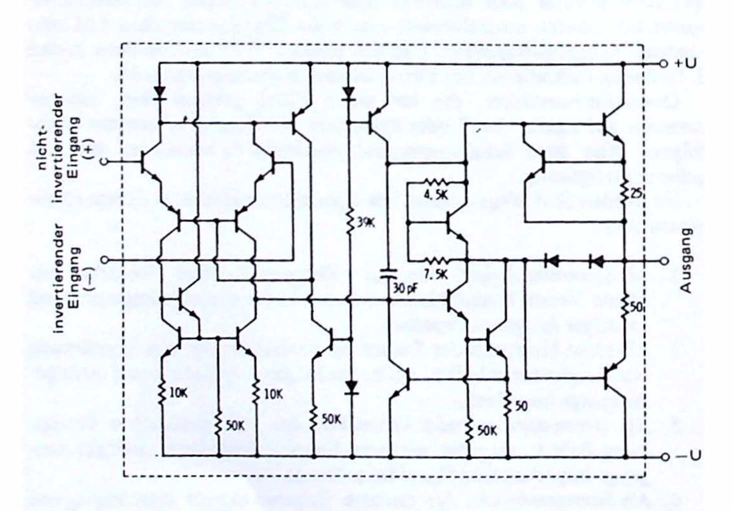


Bild 2-1. Ein Operationsverstärker wie der 741. Beachten Sie, daß BEIDEN Eingängen ein Vorstrom zugeführt werden muß.

Nach der Eingangsverstärkung wird der Frequenzgang des Operationsverstärkers durch einen internen 30 pF-Kondensator *kompensiert* oder stabilisiert. Diese Kompensation sorgt dafür, daß der Verstärker für jede normale äußere Beschaltung stabil bleibt. Nach der Kompensation werden die verstärkten Signale zu einer *Ausgangsstufe* geführt, die für eine niedrige Ausgangs-Impedanz und entsprechende Ausgangsleistung sorgt.

Die typische Verstärkung eines Operationsverstärkers beträgt über 100 000 bei niedrigen Frequenzen, sinkt jedoch mit steigender Frequenz rasch ab. Infolge dieser sehr hohen Verstärkung wird ein Operationsverstärker NIEMALS völlig "offen" betrieben. Man bringt immer ohmsche oder kapazitive *negative Rückkopplung* (Gegenkopplung) an die Schaltung vom Ausgang zum invertierenden (–)Eingang an.

Wenn diese Gegenkopplung richtig angeordnet ist, wird die Verstärkung der Schaltung oder ihre Übertragungsfunktion NUR durch die Eingangs- und Gegenkopplungs-Widerstände bestimmt und daher im wesentlichen *unabhängig* von der tatsächlichen Verstärkung des Verstärkers, der Betriebsspannung oder von Temperatur-Einflüssen.

Beachten Sie, daß die *Eingänge* des Operationsverstärkers zu den Basen zweier npn-Transistoren führen. Es muß ein kleiner Vorstrom vorgesehen

Ein Operationsverstärker wird nicht arbeiten, es sei denn:

1. Externe Gegenkopplung begrenzt die Verstärkung oder die gewünschte Filterkurve auf einen vorgegebenen Wert.
2. Beide Eingänge besitzen einen Gleichstrom-Weg gegen Masse oder einen ähnlichen Bezugspunkt.
3. Die Eingangs-Frequenzen und die erforderliche Verstärkung liegen innerhalb der Grenzen des verwendeten Operationsverstärkers.

Bild 2-2. Einige wichtige Operationsverstärker-Regeln.

werden und jeder Unterschied zwischen diesen Transistoren oder ihren externen Quellwiderständen wird eine Differenz der Vorströme bewirken, der *Offset*-Strom genannt wird. Es ist ABSOLUT ERFORDERLICH, daß jederzeit ein Gleichstrom-Weg gegen Masse oder einen anderen stabilen Gleichspannungspunkt für BEIDE Eingänge vorhanden ist. Im Idealfall sollten diese Wege identische Impedanzwerte besitzen, um ein Offset auf ein Minimum zu verringern. Widerstände im Bereich von etwa 10 kΩ bis 100 kΩ sind für die Praxis meist ein guter Wert.

Bild 2-2 fasst die Arbeitsregeln für einen Operationsverstärker zusammen. Die folgenden Operationsverstärker-Schaltungen werden nicht arbeiten, wenn diese drei Grundregeln nicht beachtet werden.

Der Spannungsfolger

Den *Spannungsfolger* von Bild 2-3 kann man sich als einen "Super-Emitterfolger" denken. Er besitzt eine Verstärkung von 1, eine sehr hohe Eingangs-Impedanz, eine sehr niedrige Ausgangs-Impedanz und invertiert nicht. Bei dieser Schaltung ist der invertierende Eingang direkt mit dem Ausgang verbunden. Das Signal wird dem nicht-invertierenden Eingang zu-

Bild 2-3. Der Spannungsfolger.

geführt. Die hohe Verstärkung des Verstärkers zwingt die Differenz zwischen den beiden Eingängen ständig auf Null und der Ausgang *folgt* daher dem Eingang mit identischer Amplitude.

Die Belastung, die dem +Eingang bei der Schaltung für ein aktives Filter entsteht, ist sehr gering und daher kann der Ausgang des Verstärkers eine hohe oder sich ändernde Ausgangslast treiben, ohne daß irgendwelche Änderungen zurück auf den Eingang gelangen und die Eigenschaften des Filters beeinflussen.

Der Wert des Gegenkopplungs-Widerstandes vom Ausgang zum invertierenden Eingang ist nicht besonders kritisch. Gewöhnlich wird er so groß gewählt, daß er ein Offset liefert, identisch mit jenem des Eingangs, indem sein Wert gleich groß wie die Impedanz gemacht wird, die man zurück gegen Masse durch die aktive Filterschaltung sieht. Auf Wunsch kann dieser Widerstand auch so bemessen sein, daß er die kleine Ausgangs-Offsetspannung auf Null bringt.

Spannungsfolger werden zum Trennen der Last verwendet, oder um eine hohe Eingangs-Impedanz und eine niedrige Ausgangs-Impedanz zu erzielen. Beachten Sie, daß ein Gleichstrom-Weg gegen Masse über eine aktive Filterschaltung vorgesehen werden muß, auch wenn nur eine leichte Belastung des +Eingangs existiert. Impedanz-Niveaus im Bereich von 10 kΩ bis 100 kΩ sind gewöhnlich zu empfehlen. Werte darunter sind schwer anzusteuern und Werte darüber tendieren zum Einführen von Offsets und zu Problemen mit der Offset-Kompensation.

Es könnte ebenso ein einzelner Transistor als Emitterfolger für einen Verstärker mit der Verstärkung 1, hoher Eingangs-Impedanz und niedriger Ausgangs-Impedanz verwendet werden. Seine Grenzen bestehen jedoch

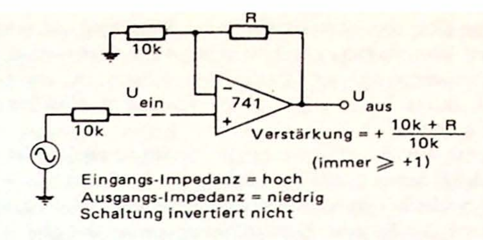


Bild 2-4. Der nicht-invertierende Verstärker mit Verstärkung.

darin, daß seine Verstärkung immer etwas weniger als 1 ist, er eine temperaturabhängige Ausgangs-Offsetspannung von 0.6 Volt besitzt, sowie ein niedrigeres Verhältnis von Eingangs- zu Ausgangs-Impedanz. Für die meisten Anwendungen ist der Preisunterschied zwischen den beiden Schaltungen zu vernachlässigen und der Spannungsfolger mit einem Operationsverstärker ist die bessere Wahl.

Spannungs-Verstärker

Bild 2-4 zeigt, wie durch Hinzufügen eines Widerstandes zu einem Spannungsfolger ein nicht-invertierender Verstärker entsteht, der eine entsprechende Verstärkung besitzt. Anstatt, daß der Ausgang direkt zurück zum invertierenden Eingang geht, erfolgt dies über einen Spannungsteiler. Das *Teiler-Verhältnis* dieser zwei Widerstände bestimmt die Verstärkung der Schaltung. Wir behalten hierbei eine hohe Eingangs-Impedanz und eine niedrige Ausgangs-Impedanz.

Der Gegenkopplungs-Widerstand R sei angenommen 22 kΩ. Wie groß wird dann die Verstärkung sein? Da R gleich 22 kΩ ist, wird der gesamte Teilerwiderstand 22 kΩ + 10 kΩ, oder 32 kΩ sein. Nur 10/32 der Ausgangsspannung wird zum invertierenden Eingang zurückgelangen, um das Eingangssignal auszugleichen, so daß die Verstärkung 32/10 oder 3.2 beträgt. Abhängig von R können wir daher jede beliebige positive Verstärkung von 1 bis nahe zur offenen Schleifenverstärkung des Operationsverstärkers bei den interessierenden Frequenzen erhalten. Beachten Sie, daß es keine

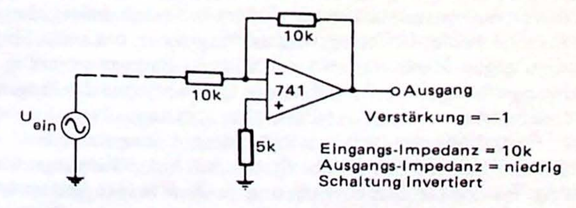


Bild 2-5. Invertierender Verstärker mit Verstärkung 1.

Möglichkeit gibt, die Verstärkung dieser Schaltung auf *unter* 1 zu verringern. So wie beim Spannungsfolger belastet der +Eingang die vorangehende aktive Filterschaltung nur geringfügig, jedoch ist ein Gleichstrom-We durch das aktive Filter gegen Masse unbedingt erforderlich, damit die Schaltung arbeitet.

Die Werte der Spannungsteiler-Widerstände sind nicht besonders kritisch, wichtig dagegen ist ihr *Verhältnis,* da dieses die Verstärkung bestimmt. Gewöhnlich bemißt man den Spannungsteiler so, daß die *Parallel-Kombination* der Spannungsteiler-Widerstände etwa gleich der Impedanz ist, die man zurück vom nicht-invertierenden Eingang aus sieht. Dadurch werden Gleichgewichts- und Offset-Probleme auf ein Minimum reduziert.

Strom-summierender Verstärker

Ein strom-summierender Verstärker mit der Verstärkung 1 ist in Bild 2-5 zu sehen. Wenn er auch sehr ähnlich wie die vorhergehenden Schaltungen aussieht, so verhält er sich jedoch wesentlich anders. In dieser Schaltung wird der Operationsverstärker durch die Gegenkopplung gezwungen, eine extrem *niedrige* scheinbare Eingangs-Impedanz am invertierenden oder –Eingang darzustellen. Im Idealfall ist diese sehr niedrige Impedanz NULL. Dieses Konzept wird *virtuelle Masse* genannt. Sehen wir uns an, weshalb dies der Fall ist und weshalb die Schaltung das Eingangssignal invertiert.

Der +Eingang liegt im wesentlichen auf Masse, da der Basis-Strom durch den 5 kΩ-Widerstand einen Spannungsabfall von nur etwa einem halben Millivolt ergibt. Nehmen Sie an, daß ein kleines, in positive Richtung gehendes Eingangssignal dem linken Ende des 10 kΩ-Eingangswiderstandes zugeführt wird. Dieses Signal wird hoch verstärkt und treibt den Ausgang in *negative* Richtung. Dieses in negative Richtung gehende Ausgangssignal wird durch den oberen (oder Gegenkopplungs-) Widerstand zurückgeführt und *versucht ständig, die Spannung am –Eingang auf Masse zu drücken.* Man kann die die Dinge auch etwas anders betrachten, indem nur ein äußerst geringfügiger Eingangsstrom tatsächlich *in* den Operationsverstärker durch den –Eingang fließt, so daß ein Strom durch den Eingangswiderstand auch durch den Gegenkopplungs-Widerstand fließen muß. Wenn die Spannung am –Eingang nicht Null ist, so wird durch die hohe Verstärkung des Operationsverstärkers die Fehler-Differenz außerordentlich hoch verstärkt. Die Fehler-Differenz wird zurückgeführt, um den –Eingang kontinuierlich gegen Masse zu treiben. Da der –Eingang immer in die Nähe von Masse gezwungen wird, unabhängig von der Größe des Eingangssignals, ist der –Eingang ein virtueller (scheinbarer) Massepunkt.

Der Operationsverstärker zwingt seinen invertierenden –Eingang ständig auf Masse. Da der gleiche Strom durch den Eingangs- und Gegenkopplungs-Widerstand fließen muß, und da diese beiden Widerstände gleich groß sind, folgt der Ausgang dem Eingang, jedoch in *entgegengesetzter*

(invertierter) Richtung, d.h. in positive Richtung, wenn der Eingang gegen Masse geht, und umgekehrt. Wenn das Eingangssignal eine niederfrequente Sinus-Spannung ist, erfolgt beim Durchlaufen des Verstärkers eine Phasenverschiebung um 180°.

Da der –Eingang eine virtuelle Masse ist, wird die Eingangs-Impedanz *nur* durch den Eingangs-Widerstand bestimmt. Bei dieser Schaltung beträgt die Eingangs-Impedanz 10 kΩ. Bei praktisch allen Operationsverstärker-Schaltungen MUSS ein Gleichstrom-Weg durch das aktive Filter hindurch gegen Masse oder gegen einen anderen Gleichspannungs-Festpunkt vorgesehen sein.

Wiederum ist der Wert des Widerstandes, der zum nicht-invertierenden +Eingang führt, nicht besonders kritisch. Er wird häufig so gewählt, daß er der *Parallel-Schaltung* der *gesamten* Widerstände am –Eingang entspricht, da dieser Wert Offset-Probleme durch Vorströme auf ein Minimum verringert.

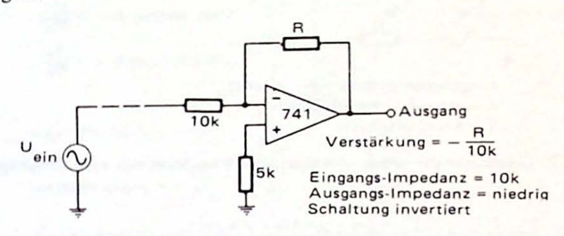


Bild 2-6. Invertierender Verstärker mit variabler Verstärkung.

Der 10 kΩ-Eingangs-Widerstand könnte theoretisch auf irgendeine Weise zwischen der Quellen-Impedanz der vorangehenden Schaltung und einem festen Eingangs-Widerstand aufgeteilt werden. Um die besten Gesamteigenschaften zu erhalten, verwende man einen festen Eingangs-Widerstand und die niedrigstmögliche Quellen-Impedanz. Auf diese Weise werden Änderungen der Quellen-Impedanz und Drift-Erscheinungen auf ein Minimum reduziert.

Ein invertierender Verstärker mit variabler Verstärkung ist in Bild 2-6 dargestellt. Der Eingangsstrom muß jederzeit gleich der Gegenkopplung sein, abzüglich eines geringfügigen Eingangs-Vorstromes. Der –Eingang befindet sich im wesentlichen auf einer virtuellen Masse. Dadurch können wir, indem wir den Gegenkopplungs-Widerstand größer oder kleiner machen, jede gewünschte Verstärkung erzielen. Wenn der Gegenkopplungs-Widerstand verdoppelt wird, so muß sich auch der Ausgangs-Spannungshub verdoppeln, um den gleichen Eingangsstrom wie vorher zu liefern. Die Verstärkung wird dann –2 (die Verstärkung ist negativ, infolge der Invertierung durch die Schaltung). Wenn der Wert des Gegenkopplungs-Widerstandes durch 4 dividiert wird, so geht auch die Verstärkung auf –1/4 zurück, usw.

Die Verstärkung ist somit das negative *Verhältnis* des *Gegenkopplungs*-Widerstandes zum *Eingangs*-Widerstand. Solange dieses Verhältnis wesentlich kleiner als die offene Schleifenverstärkung des Verstärkers bei den interessierenden Frequenzen ist, *wird die Verstärkung der Schaltung ausschließlich vom Widerstands-Verhältnis bestimmt und wird unabhängig von der Temperatur, Verstärkung des Operationsverstärkers oder Betriebsspannung sein.*

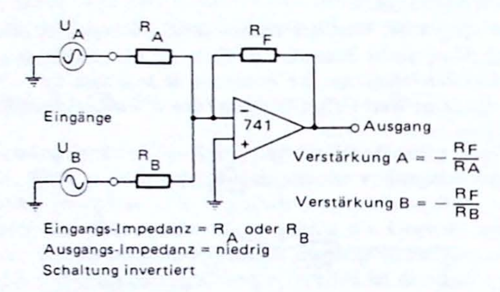


Bild 2-7. Invertierender strom-summierender Verstärker mit zwei Eingängen.

Wenn wir wollen, können wir den Gegenkopplungs-Widerstand konstant halten und den Eingangs-Widerstand variieren. Bei dieser Anordnung ändert sich die Verstärkung umgekehrt proportional zum Wert des Eingangs-Widerstandes. Die Eingangs-Impedanz ändert sich ebenfalls mit dem Eingangs-Widerstand. Beachten Sie, daß man Verstärkungswerte größer oder kleiner als 1 erhält, abhängig nur vom Verhältnis der beiden Widerstände.

Ein Summier-Verstärker mit zwei Eingängen ist in Bild 2-7 zu sehen. Da jeder Eingangs-Widerstand gegen eine virtuelle Masse führt, gibt es keine Wechselwirkung zwischen den Eingängen, und die Verstärkung jedes Einganges wird durch das Verhältnis zwischen seinem eigenen Eingangs-Widerstand und dem gemeinsamen Gegenkopplungs-Widerstand bestimmt. Wie üblich, müssen Gleichstrom-Wege durch die Eingangsschaltung gesichert werden. Der Wert des Widerstandes am nicht-invertierenden Eingang ist nicht kritisch und wird häufig durch eine direkte Verbindung mit Masse ersetzt. Sein optimaler Wert ist gleich der *Parallel-Kombination aller* Widerstände am –Eingang. Dieses Optimum ergibt ein Minimum an Offset.

Die Eingangs-Impedanz jedes Eingangs ist einfach der Wert des Eingangs-Widerstandes, da alle Widerstände an allen Eingängen gegen eine virtuelle Masse gehen.

Summier-Block

Die Eingänge an den + und −Pins des Operationsverstärkers können kombiniert werden, um zahlreiche gleichzeitige Kombinationen von invertierenden und nicht-invertierenden Eingängen und Verstärkungen zu erhalten. Was jedoch nicht ausgeführt werden kann, ist die Verstärkung aller Eingänge unabhängig einstellbar zu machen, wenn nur ein einziger Operationsverstärker vorliegt und invertierende und nicht-invertierende Signale gemischt werden. Eine Schaltung wird in Bild 2-8 gezeigt.

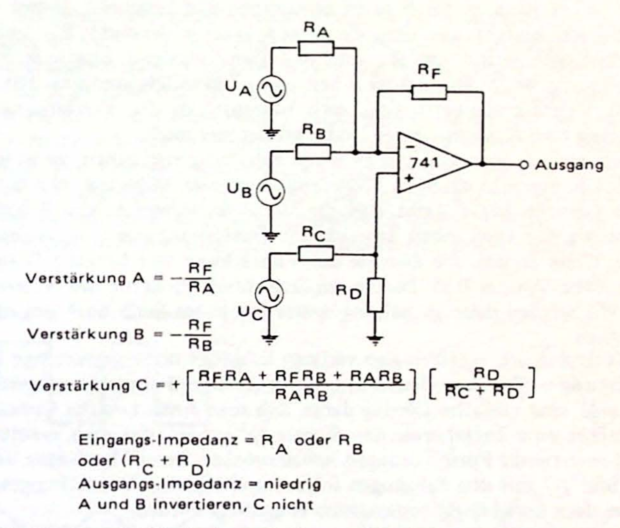


Bild 2-8. Ein Summier-Block, der zwei Eingangs-Signale invertiert, das dritte jedoch nicht. Verstärkungen können nicht unabhängig voneinander ohne Wechselwirkung eingestellt werden. Beachten Sie, daß die Verstärkung "C" ein ziemlich komplexer Ausdruck ist.

Sie können diese Schaltung analysieren, indem Sie annehmen, daß nur ein Eingang gleichzeitig vorliegt und alle anderen Eingangssignale gegen Masse *kurzgeschlossen* sind.

Die Verstärkung des invertierenden Eingangssignals ist unabhängig vom Signal, das dem nicht-invertierenden +Eingang zugeführt wird, solange der invertierende Eingang irgendwie seinen Vorstrom behält und solange er innerhalb eines Frequenzbereiches arbeitet, in dem noch genügend offene Schleifenverstärkung vorhanden ist. Daher verhalten sich Signale am *invertierenden* Eingang so wie vorher. Ihre Verstärkungen sind einfach ein Verhältnis ihrer individuellen Eingangs-Widerstände zum Gegenkopplungs-Widerstand.

Die Verstärkung, die ein Signal erfährt, das dem *nicht-invertierenden* Eingang zugeführt wird, verhält sich nicht so einfach. Es zeigt sich in der Tat, daß ein ziemlich komplizierter Ausdruck vorliegt. Zwei Dinge gehen in die Verstärkung des nicht-invertierenden Eingangs C ein: Die Spannungs-Abschwächung des Teilers R_C und R_D, und die tatsächliche Verstärkung der Schaltung, vom +Eingang aus gesehen, wird durch R_A, R_B und R_F bestimmt.

Wenn die Eingangssignale A und B zeitweilig entfernt und durch direkte Masseverbindungen ersetzt werden, wird die positive Spannungs-Verstärkung des +Einganges durch einen Spannungsteiler bestimmt. Dieser Spannungsteiler besteht aus dem Gegenkopplungs-Widerstand R_F und der *Parallel*-Kombination von R_A und R_B. Der endgültige Ausdruck für die Verstärkung ist in Bild 2-8 zu sehen und ist ziemlich komplex. Die möglichen Verstärkungswerte sind auch begrenzt, da die Verstärkung vom +Eingang zum Ausgang immer 1 oder größer sein muß.

Dies mag als eine sehr merkwürdige Schaltung erscheinen, sie ist jedoch für den Summierblock beim *"Zustands-Variablen"*-Eingang sehr nützlich. Seine Grenzen liegen darin, daß die Verstärkung von A oder B nicht geändert werden kann, ohne daß sich die Verstärkung von C auf unkontrollierte Weise ändert. Sie *können* die Verstärkung von Eingang C ändern, ohne dabei A oder B zu ändern, einfach durch Variieren des Widerstands R_C. Wir werden dieser Schaltung später in diesem Buch noch des öfteren begegnen.

Wenn wir drei unabhängige variable Eingänge ohne gegenseitige Wechselwirkung wollen, von denen zwei invertieren und einer hiervon nicht, so bestünde eine einfache Lösung darin, daß man einen zweiten Operationsverstärker zum *Invertieren* des Signals verwendet, das man eventuell in nicht-invertierter Form vorliegen haben möchte. Darauf kann eine Version von Bild 2-7 mit drei Eingängen folgen, und alle drei Verstärkungen können einfach unabhängig voneinander eingestellt werden.

Der Integrator

Wenn der Gegenkopplungs-Widerstand einer invertierenden Operationsverstärker-Schaltung mit einem einzelnen Eingang durch einen Kondensa-

0.1µ
10k
741
Ausgang
$U_{aus} = -\int_0^t U_{ein}\,dt$
U_{ein}
10k
Eingangs-Impedanz = 10k
Ausgangs-Impedanz = niedrig
Schaltung invertiert

Bild 2-9. Integrator. Das Maß der Integration wird durch den Eingangs-Widerstand und den Gegenkopplungs-Kondensator bestimmt.

tor ersetzt wird (Bild 2-9), so wird ein Operationsverstärker in einen *Integrator* oder einen Baustein in der Art von "Fläche-unter-der-Kurve" verwandelt. Dies entsteht dadurch, daß der Kondensator ein Speicher ist, oder die Fähigkeit hat, die vorausgegangenen Strom/Zeit-Änderungen infolge der Verwendung seiner gespeicherten Ladung zu speichern.

Nehmen Sie an, daß die Ladung des Kondensators Null ist und daß wir einen positiven Eingangsstrom zuführen. Der Operationsverstärker wird seinen Ausgang immer so einstellen, daß er einen Offset- oder Ausgleichs-Eingangsstrom liefert, da jeder Strom, der durch den Eingangs-Widerstand fließt, aus dem Kondensator kommen muß, wenn eine virtuelle Masse am –Eingang zu halten ist. Wenn das linke Ende des Widerstandes eine positive Eingangsspannung besitzt, und wenn das rechte Ende an einer virtuellen Masse liegt, dann muß der Strom durch den Widerstand konstant sein. Der Strom durch den Kondensator muß auch konstant sein, so daß sich der Kondensator linear in *negative* Richtung aufladen muß. Die Ausgangsspannung wird eine in negative Richtung gehende Rampe sein. Wenn wir uns das Eingangssignal als ein Diagramm Spannung-gegen-Zeit ansehen, wird der Kondensator eine Ausgangsspannung liefern, die das Zeit-Spannungs-*Integral* darstellt oder die Gesamtheit der Zeit-Spannungs-Änderungen.

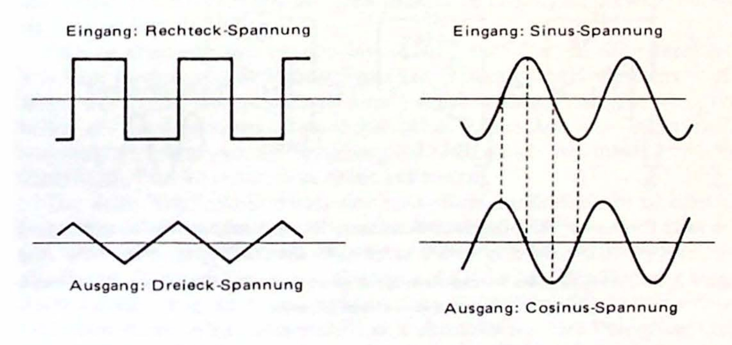
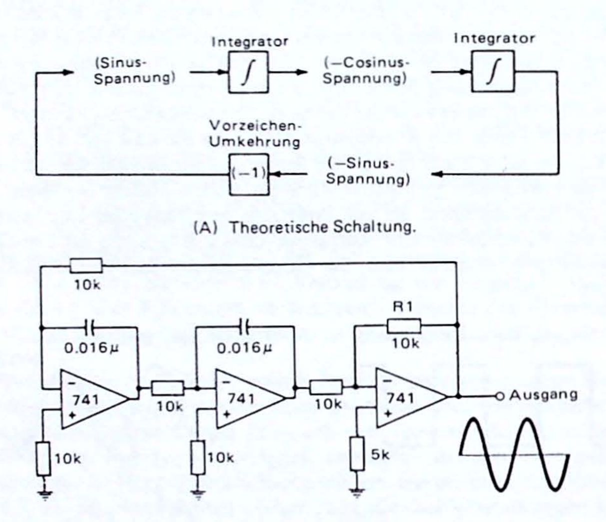


Bild 2-10. Typische Integrator-Spannungsformen.

Die Aufladung kann nicht für immer weitergehen, da der Operationsverstärker in der Nähe der negativen Stromversorgung in die *Sättigung* gelangt. Wir müssen eine geeignete *Zeitkonstante* des Eingangs-Widerstandes und des Gegenkopplungs-Kondensators wählen, um den Frequenzen des Eingangssignales gerecht zu werden. Andernfalls wird der Operationsverstärker entweder in positiver oder negativer Richtung in die Sättigung gelangen.

Bild 2-10 zeigt zwei typische Integrator-Spannungsformen. Mit einer Rechteck-Spannung am Eingang erhalten wir eine negative Dreieck-Span-

nung am Ausgang, da eine Dreieck-Spannung den zeitlichen Mittelwert der "Fläche unter der Kurve" einer Rechteck-Spannung darstellt. Wir müssen eine geeignete Zeitkonstante wählen, um eine Anpassung an die Frequenz am Eingang zu erzielen. Wenn die Zeitkonstante zu lang ist, wird die Dreieck-Spannung am Ausgang sehr klein sein. Ist die Zeitkonstante zu kurz, wird die Dreieck-Spannung am Ausgang versuchen, so groß zu werden, daß der Operationsverstärker in der Nähe der Versorgungsspannungs-Grenzen in die Sättigung gerät.



(A) Theoretische Schaltung.

(B) Praktische 1 kHz-Oszillator-Schaltung. R1 muß möglicherweise so eingestellt werden, daß ein Anschwingen und ein stabiler Pegel gesichert wird.

Bild 2-11. Aufbau eines Pendel-Analogons eines Sinus-Oszillators mit zwei Integratoren und einem Inverter.

Wenn das Eingangssignal des Integrators eine Sinus-Spannung ist, geschieht etwas Interessantes. Es erscheint eine ebenfalls sinusförmige Spannung am Ausgang, die Phase ist jedoch um 90 Grad verschoben, so daß es sich in Wirklichkeit um eine *Cosinus*-Spannung handelt. Wenn die Zeitkonstante genau gleich der Eingangsfrequenz (in Radiant) ist, wird die Ausgangs-Amplitude so groß wie die Eingangs-Amplitude, jedoch um 90 Grad phasenverschoben sein. Ein 1Ω-Widerstand und ein 1 F-Kondensator würden eine theoretische Zeitkonstante von 1 Sekunde ergeben. Ein 10kΩ-Widerstand und ein 0.016µF-Kondensator würden eine Zeitkonstante ergeben, die in einem aktiven Filter mit einer Grenzfrequenz von 1 kHz von Nutzen wäre.

Ein einfacher Sinus-Oszillator kann mit zwei Integratoren und einem Inverter aufgebaut werden, wie in Bild 2-11 zu sehen ist. Man kann dies als ein elektronisches Analogon zu einem Pendel betrachten. Nehmen Sie an, daß wir mit einer Sinus-Spannung aus einer nicht näher spezifizierten Quelle, die die richtige Frequenz und Amplitude besitzt, beginnen. Wenn diese Sinus-Spannung mit der richtigen Zeitkonstante integriert wird, so erhält man eine neue Sinus-Spannung, die in Wirklichkeit eine Cosinus-Spannung mit einer Phasenverschiebung von 90 Grad darstellt. Wir erhalten auch eine Inversion, da die Sinus-Spannung dem –Eingang zugeführt wurde. Nehmen Sie an, daß wir nochmals integrieren, wieder mit der richtigen Zeitkonstanten. Dadurch ergibt sich eine neuerliche Phasenverschiebung von 90°, so daß sich eine Phasenverschiebung von insgesamt 180° und zwei Inversionen ergeben. Die zwei Inversionen heben sich auf und wir erhalten schließlich eine invertierte Kopie des Eingangssignals. Wir führen diese Kopie einer Stufe mit einer Verstärkung von –1 zu und erhalten schließlich ein Ausgangssignal, das genau so wie das Eingangssignal aussieht. Um einen Oszillator aufzubauen, verbinden wir einfach den Ausgang mit dem Eingang. Dies ergibt ein Analogon eines verlustlosen Pendels.

Diese Schaltung zur Erzeugung von Sinus-Spannung mit niedriger Verzerrung ist stark verbreitet, obwohl noch dafür gesorgt werden muß , daß die Amplitude stabilisiert wird. Eine praktische Lösung für dieses Problem ist in Kapitel 10 zu finden.

Nun ist normalerweise ein Oszillator kein gutes Filter, da wir offensichtlich kein Ausgangssignal wollen, wenn kein Eingangssignal zugeführt wird. Wenn das Pendel durch Reibung oder Luftwiderstand gedämpft wird, erhalten wir das Äquivalent eines mechanischen Filters. Um dies elektronisch auszuführen, müssen wir der Schaltung ebenfalls eine bestimmte *Dämpfung* hinzufügen. Dies kann auf zwei Arten geschehen.

Der erste Weg besteht darin, eine Dämpfung durch direktes Überbrükken eines der Kondensatoren mit einem Widerstand zu bewirken. Dies ergibt eine Schaltung, die *biquadratisches* Filter genannt wird, verwendbar als aktives Bandpaß-Filter, als elektronische Glocke oder Rufschaltung. Beim zweiten Weg wird eine elektronische Gegenkopplung vom anderen Integrator hinzugefügt. Dies verhält sich ebenfalls wie eine Dämpfung und ergibt ein Universal-Filter (engl. meist als state variable = "zustandsvariables" Filter bezeichnet), das als aktiver Tiefpaß, Bandpaß, Hochpaß oder als Spezial-Filter verwendet werden kann.

EINIGE OPERATIONSVERSTÄRKER-GRENZEN

Wenn ein Operationsverstärker seine Aufgaben erfüllen soll, sind mehrere Einschränkungen zu beachten. Diese Einschränkungen sind der Frequenzgang des Operationsverstärkers, die *maximale Anstiegsgeschwindigkeit seiner Ausgangsspannung* (slew rate), sein Eingangs-Rauschen, seine *Offset*-Spannungen und Ströme und sein dynamischer Bereich.

Bei der höchsten Arbeitsfrequenz muß noch genügend *überschüssige* Verstärkung vorhanden sein, damit sich Gegenkopplungs-Widerstände ordnungsgemäß verhalten können. Überschüssige Verstärkung muß auch dafür sorgen, daß interne Phasenverschiebungen des Operationsverstärkers keine wesentlichen Probleme erzeugen.

In den Datenblättern der Operationsverstärker ist immer der entsprechende Frequenzgang zu finden. Ein Blick auf das Datenblatt des 741 (Bild 2-13) zeigt, daß die Verstärkung bereits bei 6 Hertz (!) um 3 dB gegenüber der Verstärkung bei Gleichspannung abgesunken ist. Von hier ab sinkt sie weiter mit 6 dB pro Oktave ab und endet mit einer Verstärkung von 1 in der Nähe von 1 MHz (=Transitfrequenz). Eine brauchbare Richtlinie besteht darin, sicherzustellen, daß der verwendete Operationsverstärker wenigstens die *zehnfache*, vorzugsweise die zwanzigfache Verstärkung besitzt, die bei der höchsten interessierenden Frequenz benötigt wird. Im Falle eines Tiefpaß- oder Bandpaß-Filters ist man normalerweise nicht sehr an Frequenzen oberhalb des Durchlaß-Bereiches interessiert, andererseits muß bei einem Hochpaß-Filter der Operationsverstärker über den ganzen interessierenden Durchlaß-Bereich arbeiten. Der Frequenzgang des Operationsverstärkers wird die *obere* Grenze des Durchlaß-Bereiches bestimmen, während die aktive HochpaßSchaltung die *untere* Grenze des Durchlaß-Bereiches festlegt.

Bei einem Integrator wird ebenfalls überschüssige Verstärkung benötigt, wie viel, hängt jedoch von der Schaltung ab. Eine brauchbare untere Grenze ist *drei bis fünf mal* des erwarteten Q der Schaltung bei der höchsten interessierenden Frequenz.

Die maximale Arbeitsfrequenz hängt sowohl vom Operationsverstärker als auch von der Schaltung ab. Spezielle obere Grenzen werden später in diesem Buch behandelt.

Die *maximale Steilheit der Ausgangsspannung* (slew rate) ist eine andere Art der Einschränkungen bei hohen Frequenzen. Sie kann weit schwerwiegender als die der einfachen Frequenzgang-Beschränkungen sein. Diese maximale Anstiegsgeschwindigkeit stellt die Grenze dafür dar, wie schnell der *Großsignal-Hub* am Ausgang erfolgen kann. Daher ist das *Großsignal*-Verhalten häufig schlechter als das Kleinsignal-Hochfrequenzverhalten.

Wenn beispielsweise die maximale Anstiegsgeschwindigkeit 0.5 Volt pro Mikrosekunde beträgt und wir ein Signal von 3 Volt Spitze-Spitze haben, dauert es 6 Mikrosekunden, um 3 Volt mit 0.5 Mikrosekunden pro Volt zu ändern. Dies gilt für die Hälfte einer Periode, während der anderen Hälfte erfolgt die Änderung in die andere Richtung. Daher ist 12 Mikrosekunden die kleinste Periodendauer, die wir bei einem Spannungshub von 3 Volt noch handhaben können und dies entspricht einer Frequenz von ca. 80 kHz. Mit *steigender* Ausgangs-Amplitude nimmt daher, infolge der Beschränkung durch die maximale Ausgangssteilheit, die maximal mögliche Arbeitsfrequenz *ab*. Diese Beschränkung durch die maximale Ausgangssteilheit ist unabhängig von der offenen Schleifenverstärkung und ein größeres Problem als die Transitfrequenz.

Hochwertige Operationsverstärker besitzen wesentlich höhere maximale Anstiegs-Geschwindigkeiten als die gewöhnlichen Bausteine nach der Art des 741 und sind daher bei höheren Frequenzen besser geeignet. Wir werden uns in Kürze einige tatsächliche Werte ansehen. Für zahlreiche Anwendungen im oberen Hörbereich ist der konventionelle 741 mit seiner niedrigen maximalen Anstiegs-Geschwindigkeit kaum mehr einzusetzen.

Offset-Effekte können sowohl Spannungen wie Ströme betreffen und sowohl von innen wie außen den Operationsverstärker beeinflussen. Offset-Strom oder -Spannung ergeben eine Ausgangsspannung, die nicht Null ist, für eine Eingangsspannung von Null. Normalerweise besitzt der Operationsverstärker einen internen Offset-Ausgleich von wenigen Millivolt, bezogen auf den Eingang. Manchmal gibt es zusätzliche Anschlüsse am Gehäuse des Operationsverstärkers, über die man ein Offset auf einen Minimalwert einstellen kann. Auch wenn ein Offset vollkommen kompensiert ist, so gibt es doch noch etwas Temperaturabhängigkeit, so daß man im besten Fall mit einigen hundert Mikrovolt Offset rechnen muß.

Man führt keinen zusätzlichen Offset zu, wenn der Eingangs-Basisvorstrom einen Spannungs-Abfall an einem Eingangs-Widerstand erzeugt. Wenn es gelingt, die Spannungsabfälle am + und –Eingang gleich groß zu machen, können diese Offsets nahezu aufgehoben werden.

Beispielsweise beträgt ein typischer Eingangs-Vorstrom eines 741 etwa 0.1 Mikroampere oder weniger. Dieser Strom ergibt einen Spannungsabfall von 1 Millivolt an einem Widerstand von 10 kΩ, und einen Spannungsabfall von 0.1 Volt an einem 1 MΩ-Widerstand. Wenn man die Widerstände an den Eingängen gleich groß macht und sie unter 100 kΩ hält, sollten Offsets kein besonderes Problem darstellen. Bei höheren Impedanz-Niveaus muß man jedoch aufpassen. Beachten Sie, daß man ein Offset auf den Eingang bezieht. Mit einer Verstärkung von 3 erhält man den 3fachen Ausgangs-Offset, mit einer Verstärkung von 100 den 100fachen Eingangs-Offset am Ausgang.

Das *Rauschen* eines Operationsverstärkers ist das Ausgangssignal, das man ohne ein Eingangssignal erhält, wiederum bezogen auf den Eingang. Ein typischer Wert für ein Eingangs-Breitbandrauschen wäre etwa 10 Mikrovolt, bei einer Verstärkung von 3 würde man ein Ausgangssignal von 30 Mikrovolt erhalten, usw. Dieses Rauschen setzt eine bestimmte untere Grenze für die Größe des Eingangssignals, abhängig von dem gewünschten Signal/Rausch-Verhältnis. Für die meisten Anwendungen aktiver Filter ist das Eingangs-Rauschen kein ernstliches Problem. Es gibt spezielle rauscharme Bausteine, falls mit außerordentlich kleinen Eingangssignalen gearbeitet werden muß.

Der *dynamische* Bereich eines Operationsverstärkers ist das Verhältnis des größten nutzbaren Signales zum kleinsten Signal. Die Signalpegel des Systems sollten immer so angeordnet sein, daß sie mit Sicherheit in der Mitte des dynamischen Bereichs des verwendeten Verstärkers liegen, andernfalls würde es schwerwiegende Begrenzungen in den Amplituden des Eingangssignals geben. Das *minimale* zu verarbeitende Signal ist durch das

Eingangs-Rauschen oder Offset-Probleme gegeben. Etwa 5 Millivolt Ausgangssignal bei einer Verstärkung von 1 ist eine sichere untere Grenze. Das *maximale* zu verarbeitende Signal ist durch die Betriebsspannungen gegeben und wie nahe man an die Betriebsspannung das Ausgangssignal des Operationsverstärkers ohne Verzerrung gehen kann. Mit einer Betriebsspannung von ±15 Volt kann gewöhnlich bis zu 5 Volt effektiv verarbeitet werden. Es steht dann ein sicherer dynamischer Bereich von 1000:1 oder 60 dB zur Verfügung. Ein dynamischer Bereich von 40 dB ist für die meisten Routine-Anwendungen völlig ausreichend. Man hat hierbei noch einen Abstand von etwa 10 dB an beiden Enden und der *optimale* Arbeitspegel des Ausgangssignals des Operationsverstärkers sollte dann von 15 Millivolt bis 1.5 Volt effektiv reichen.

Einige Faustregeln für Anwendung und Entwicklung von Operationsverstärker-Schaltungen sind in Bild 2-12 zu sehen.

1. Die GRÖSSE des AUSGANGS-SIGNALS sollte zwischen 15 mV (effektiv) und 1.5 V (effektiv) liegen.
2. Die OFFENE SCHLEIFENVERSTÄRKUNG sollte wenigstens 10mal so groß wie die gewünschte Schaltungsverstärkung bei der höchsten interessierenden Frequenz sein. Bei einem aktiven Filter, das Integratoren verwendet, sollte die offene Schleifenverstärkung mindestens 5mal so groß wie das Q der Schaltung sein.

Schaltungs-Verstärkung	Mindestverstärkung des Operationsverstärkers
1	10
3	30
$2Q^2$	$20Q^2$
Integrator	5Q

3. Die MAXIMALE ANSTIEGSGESCHWINDIGKEIT des Operationsverstärkers bestimmt folgende Grenzen einer 1 V-Sinus-Spannung:

Maximale Anstiegsgeschwindigkeit	Maximale Frequenz für 1 V Sinus-Spannung
.5 V/μsec	80 kHz
1 V/μsec	160 kHz
70 V/μsec	10 MHz

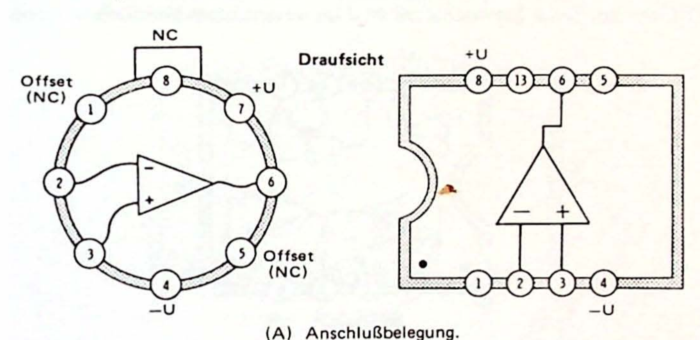
4. Der Eingangs-VORSTROM erzeugt etwa *1 Millivolt* je 10 kΩ Impedanz bei einem Verstärker wie dem 741.

Bild 2-12. Einige Richtlinien für Operationsverstärker-Schaltungen.

WELCHER OPERATIONSVERSTÄRKER?

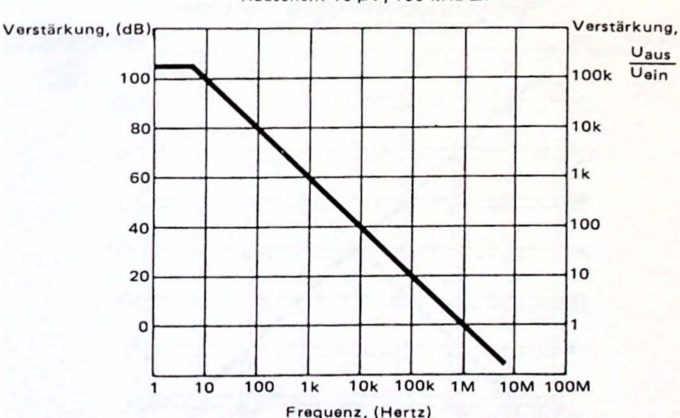
Vier sehr gute Operationsverstärker für aktive Filter sind in den Bildern 2-13 bis 2-16 zu sehen. Jedes Bild zeigt die Pin-Belegungen und wichtigste Parameter, wie Verstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz.

Bild 2-13 zeigt den 741, der von zahlreichen Firmen hergestellt wird. Dies ist der bekannteste und leicht anzuwendende Operationsverstärker und wahrscheinlich der am leichtesten verfügbare. Er ist ferner außerordentlich preiswert und ab DM 0.50 im Handel.



(A) Anschlußbelegung.

Betriebsspannungs-Bereich ±5 bis ±18 V
Maximale Anstiegsgeschwindigkeit: 0.5 V/µs
Rauschen: 10 µV, 100 kHz Δf



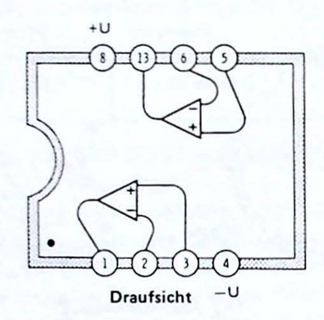
(B) Kleinsignal-Frequenzgang.

Bild 2-13. Eigenschaften des Operationsverstärkers 741.

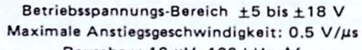
Der Nachteil des 741 besteht in seinem ziemlich schlechten Frequenzgang und einer außerordentlich niedrigen maximalen Anstiegsgeschwindigkeit von einem halben Volt pro Mikrosekunde. Der 741 ist daher nur bis etwa 10 kHz verwendbar und für aktive Filter mit höherem Q nur für den mittleren Hörbereich geeignet.

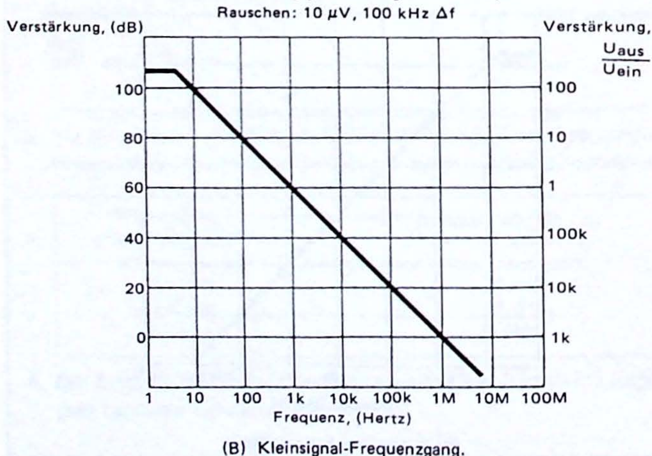
Der 741 besitzt eine interne Eingangs-Offset-Einstellung unter Verwendung der Pins 1 und 5. Bei der Anwendung in aktiven Filtern werden diese meist offen gelassen.

Bild 2-14 zeigt den Signetics 5558, einen zweifachen 741 in einem Mini-DIP-Gehäuse. Seine Eigenschaften sind im wesentlichen identisch mit dem



(A) Anschlußbelegung.



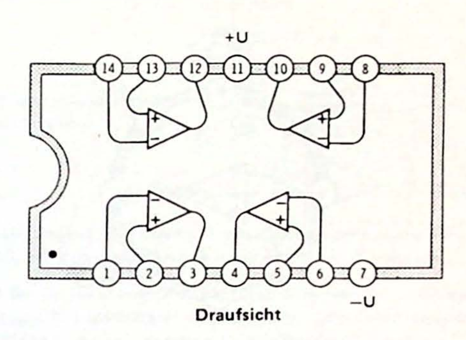


(B) Kleinsignal-Frequenzgang.

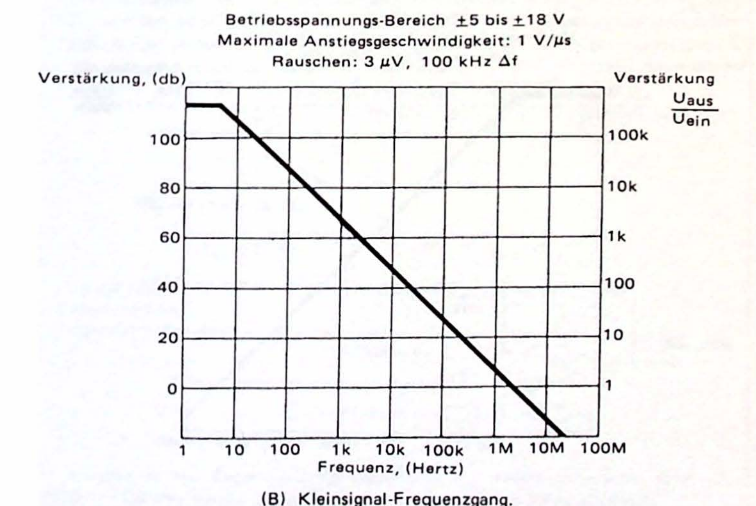
Bild 2-14. Eigenschaften des Zweifach-Operationsverstärkers 5558.

741 (außer den Offset-Anschlüssen), bieten aber zwei Verstärker in einem sehr kleinen Gehäuse mit niedrigen Kosten und kompaktem Schaltungsaufbau.

Man kann auch vier 741 in einem Standard-Dual-in-Line-Gehäuse mit 16 Anschlüssen bekommen. Der Raytheon 4136 in Bild 2-15 ist hierfür typisch und besonders handlich für Universal-Filter und andere Anwendungen, bei denen mehrere Operationsverstärker erforderlich sind. Ein Paar von 5558 benötigen gleich viel Platz wie ein einzelner 4136. Wiederum sind hier keine Offset-Anschlüsse vorhanden.



(A) Anschlußbelegung.

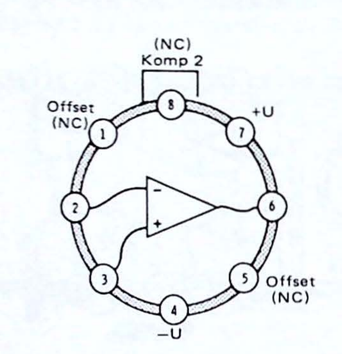


(B) Kleinsignal-Frequenzgang.

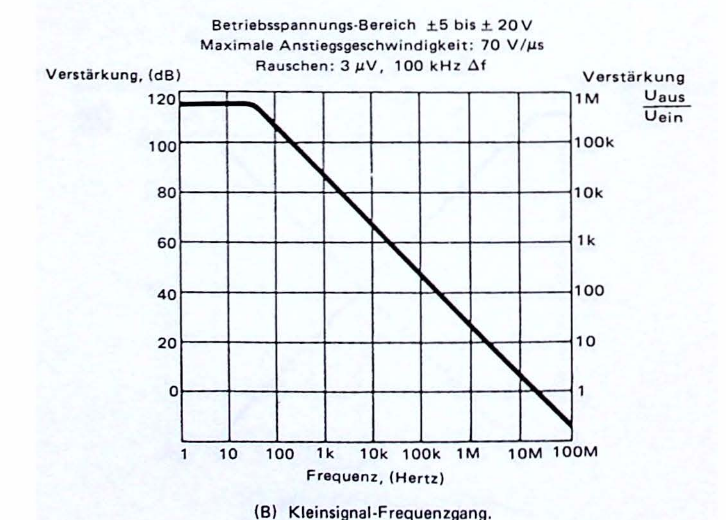
Bild 2-15. Eigenschaften des Operationsverstärkers RM4136.

Es gibt mehrere 741 der "zweiten Generation" mit verbesserten Anstiegsgeschwindigkeiten und etwas besserem Frequenzgang. Die typische Anstiegsgeschwindigkeit dieser verbesserten Bausteine liegen bei 5 Volt pro Mikrosekunde, gerade um so viel besser, daß sie für den höherfrequenten Hörbereich ausreichen. Typische Bausteine besitzen die Bezeichnung 741 S oder 741 HS und werden von Motorola, Silicon General und anderen Firmen hergestellt. Der Raytheon 4558 ist eine verbesserte Version des 5558 mit höherer Verstärkung und Anstiegsgeschwindigkeit, so-

Draufsicht



(A) Anschlußbelegung.



(B) Kleinsignal-Frequenzgang.

Bild 2-16. Eigenschaften des Operationsverstärkers LM318.

A. Entwerfen Sie für einen Sallen-Key-Tiefpaß-Abschnitt mit gleichen Komponenten einen nicht-invertierenden Verstärker mit hoher Eingangs- und niedriger Ausgangs-Impedanz mit einer Verstärkung von 3 − d (d zwischen 0 und 2).

Wir verwenden die Schaltung von Bild 2-4. Bei einem 10 kΩ-Impedanz-Niveau,

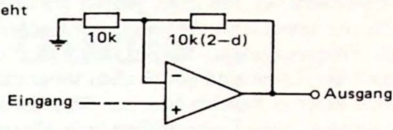
$$\text{Verstärkung} = 3 - d = \frac{10k + R}{10k}$$

$$(3 - d)\,10k = 10k + R$$

$$R = 10k(3 - d - 1)$$

$$R = 10k(2 - d)$$

Die endgültige Schaltung sieht folgendermaßen aus:



Daher ist ein Gegenkopplungs-Widerstand mit einem normierten Wert von 2 − d erforderlich, um eine Gesamtverstärkung von 3 − d zu erhalten.

B. Entwerfen Sie für ein Universal-Filter einen Summier-Block mit zwei invertierenden Eingängen mit Verstärkung 1 und einem nicht-invertierenden Eingang mit einer Verstärkung von "d", wobei d zwischen 0 und 2 liegt.

Wir verwenden die Schaltung von Bild 2-8. Nehmen Sie R_F = 10 kΩ. R_A und R_B werden ebenfalls 10 kΩ sein. Die beiden anderen Widerstände sind etwas schwieriger zu berechnen. Machen Sie R_D gleich 5 kΩ für ein günstigstes Offset. Wir müssen nun den Widerstand R_C berechnen:

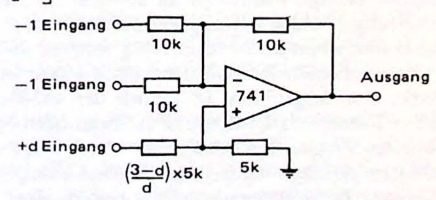
$$\text{Verstärkung C} = d = \left[\frac{(10k)(10k) + (10k)(10k) + (10k)(10k)}{(10k)(10k)}\right]\left[\frac{5k}{R_C + 5k}\right]$$

$$d = [3]\left[\frac{5k}{R_C + 5k}\right]$$

$$dR_C + d\,5k = [3]\,5k$$

$$R_C = 5k\left[\frac{3 - d}{d}\right]$$

und die endgültige Schaltung sieht folgendermaßen aus:



Diesmal ist ein Gegenkopplungs-Widerstand mit einem normierten Wert von (3 − d)/d erforderlich, um eine Gesamtverstärkung von +d zu erhalten.

Bild 2-17.

wie niedrigeren Vorströmen. Wenn Sie diesen Baustein verwenden, beachten Sie, daß die Eingänge *pnp*-Transistoren sind und die Richtung des Vorstromes umgekehrt ist.

Der National LM318 in Bild 2-16 ist ein wesentlich hochwertigerer Verstärker als der 741, trotz seiner identischer Pinbelegung. Er besitzt eine maximale Anstiegszeit von 70 Volt pro Mikrosekunde und eine Transitfrequenz von etwa 30 Megahertz. Er kostet etwa das Vierfache eines 741 und stellt eine ausgezeichnete Wahl für alle Anwendungen aktiver Filter bei höheren Frequenzen dar. Ein Nachteil könnte sein, daß nur ein Verstärker je Gehäuse erhältlich ist und daher bei Filterschaltungen mit mehreren Operationsverstärkern möglicherweise Platzprobleme auftreten.

Alle diese Verstärker sind *intern kompensiert*. Sie sind dadurch sehr einfach anzuwenden, es entstehen jedoch schwerwiegende Einschränkungen bezüglich der maximalen Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung und des Frequenzganges. Es gibt zahlreiche nicht-kompensierte Operationsverstärker. Diese sind gewöhnlich wesentlich schneller, es müssen dafür jedoch externe Bauelemente zur Stabilisierung des Verstärkers aufgewendet werden. Eine Überraschung beim Einsatz dieser nicht-kompensierten Verstärker besteht darin, daß sie um so *schwieriger* zu stabilisieren sind, je *niedriger* die gewünschte Verstärkung ist. Geeignete Bausteine werden von Texas Instruments, Harris Semiconductor, Advanced Micro Devices und anderen Firmen angeboten. Der LM318 besitzt eine wahlweise externe Kompensation, und man kann seinen Frequenzgang mit externen Bauteilen verbessern, wenn man etwas bessere Eigenschaften benötigt. Der RCA 3130 ist ein preisgünstiger Feldeffekt-CMOS-Operationsverstärker, mit besseren Eigenschaften als der 741 und unglaublich niedrigen Eingangsströmen. Er wird mit einem 50 pF-Kondensator stabilisiert. Mit dem 3130 können wesentlich höhere Impedanz-Niveaus verwendet werden, besonders bei sehr niedrigen Filterfrequenzen.

Ein weiterer Verstärkertyp ist der sogenannte Norton-Verstärker. Er ist preiswert, in Vierfach-Ausführung erhältlich und arbeitet häufig an einer einzelnen Betriebsspannung. Es handelt sich NICHT um einen der üblichen Operationsverstärker. Dieser Typ benötigt einige Tricks bei der Anwendung und erfordert ein vollkommen anderes Vorspannen, als in diesem Kapitel gezeigt wurde. Er kann nicht in den in diesem Buch gezeigten Schaltungen ohne weiteres eingesetzt werden. Verwenden Sie diesen Typ daher nur, wenn Sie mit ihm völlig vertraut sind.

Es erscheinen laufend neue und bessere Operationsverstärker auf dem Markt. Im Augenblick ist jedoch der 4558 die beste Wahl für einfache aktive Filter, was Kosten und Abmessungen betrifft. Der LM318 sollte bei höheren Frequenzen verwendet werden und falls besonders gute Eigenschaften verlangt werden. Der 3130 ist eine gute Wahl für das Arbeiten mit niedrigen Frequenzen und hohen Impedanzen.

Bild 2-17 zeigt zwei Beispiele für die Entwicklung von Operationsverstärker-Schaltungen.

KAPITEL 3

Netzwerke erster und zweiter Ordnung

Komplexe aktive Filter werden gewöhnlich durch *Kaskadieren* zweier relativ einfacher Schaltungstypen, genannt Netzwerke *erster Ordnung* und *zweiter Ordnung*, aufgebaut. Wenn wir die richtige Kombination von Werten für diese Netzwerke wählen, erhalten wir eine Gesamtkurve, die eine komplexe Filter-Aufgabe erfüllt. Durch die aktive Technik verhindern wir, daß sich die kaskadierten Abschnitte gegenseitig beeinflussen. Die in diesem und den beiden folgenden Kapiteln beschriebenen Verfahren können zur Auswahl der richtigen Werte jedes Bauteiles in diesen Netzwerken verwendet werden, um das gewünschte zusammengesetzte Filter-Resultat zu erhalten.

Es gibt nur zwei Netzwerke erster Ordnung, ein Hochpaß- und ein Tiefpaß-Netzwerk. Alles was man bei diesen bestimmen kann, ist die Grenzfrequenz und das Impedanz-Niveau. Es gibt sieben mögliche Netzwerke zweiter Ordnung. Die drei bekanntesten hiervon sind der Tiefpaß, der Bandpaß und der Hochpaß. Die übrigen erhält man, indem man diese drei auf unterschiedlichste Weise zusammenschaltet.

Bei einem Abschnitt zweiter Ordnung ist es möglich, das Impedanz-Niveau, die Grenzfrequenz und eine neue Eigenschaft, genannt die *Dämpfung* d, oder deren Kehrwert Q, festzulegen. Die Dämpfung oder Q bestimmt die Anhebung oder Absenkung der Kurve bei mittleren Frequenzen in der Nähe der Grenzfrequenz.

Ein Abschnitt erster Ordnung ist für sich allein als Filter nicht sehr nützlich. Einige Abschnitte zweiter Ordnung ergeben gute Filter, jedoch mit etwas begrenzten Eigenschaften. Bessere aktive Filter verwenden kaskadierte Abschnitte erster und zweiter Ordnung, wobei etwa zwei Abschnitte zweiter Ordnung für ein Filter vierter Ordnung, oder zwei Abschnitte zweiter Ordnung und einer erster Ordnung für ein Filter fünfter Ordnung usw. kombiniert werden können.

In diesem Kapitel werden wir uns zunächst ein wichtiges und arbeitssparendes Konzept, genannt *Normierung* und die damit verbundene Technik, das *Skalieren* oder die Denormierung ansehen. Dann werden wir die grundlegenden Eigenschaften aller wichtigen Abschnitte erster und zweiter Ordnung behandeln. Kapitel 4 und 5 werden zeigen, wie diese Abschnitte zu nützlichen Filterkurven kombiniert werden können, während die folgenden Kapitel genau erläutern, wie die Schaltungen aufgebaut werden, die diese Aufgaben ausführen sollen.

NORMIERUNG UND SKALIERUNG

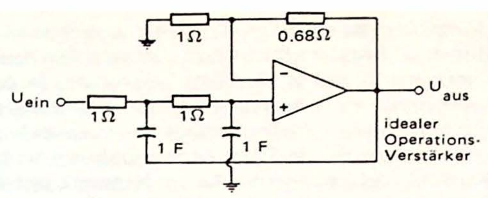
Glücklicherweise ist es nur *einmal* erforderlich, ein bestimmtes Filter zu analysieren. Danach kann eine einfache Multiplikation oder Division von Bauteile-Werten verwendet werden, um das Filter zu jedem gewünschten Impedanz-Niveau oder Grenzfrequenz zu *verschieben*. Deshalb müssen wir nicht jedesmal von Anfang an beginnen, wenn ein neues Filter benötigt wird.

Da wir Frequenzen und Impedanz-Niveaus fast beliebig wählen können, werden wir möglichst einfache Werte für die *Analyse* verwenden. Später sollten wir möglichst einfache Werte für die *Synthese* oder praktische Anwendung wählen. Diese beiden vereinfachten Schaltungen nennt man *normiert*. Denormieren, um zu einem endgültigen Filter zu gelangen, nennt man *Skalieren*.

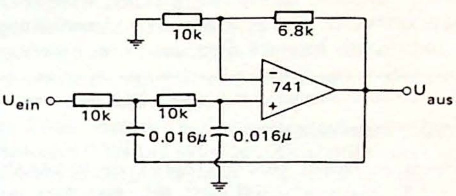
Eine Analyse einer Schaltung kann man am einfachsten mit einer Grenzfrequenz von 1 Radiant pro Sekunde (rad/s) und einem Impedanz-Niveau von 1 Ohm ausführen. Die Zeitkonstante eines 1 Ω-Widerstandes und eines 1 F-Kondensators besitzt eine äquivalente Frequenz von 1 Radiant pro Sekunde. Eine Synthese oder Entwurf einer Schaltung ist am einfachsten, wenn die Schaltung für ein Impedanz-Niveau von 10 kΩ und eine Grenzfrequenz von 1 kHz entworfen ist. Die Zeitkonstante eines 0.016 μF-Kondensators und eines 10 kΩ-Widerstandes ist äquivalent einer Grenzfrequenz von 1 kHz.

Bild 3-1 zeigt ein typisches Beispiel zweier normierter Schaltungen, sowie einer endgültigen Schaltung. Wir können Schaltungswerte zwischen den beiden normierten Schaltungen durch entsprechende Modifikationen der einfachen Regeln in Bild 3-2 erhalten.

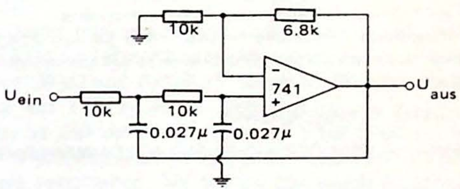
Um die Impedanz einer Schaltung zu erhöhen, ist die Impedanz aller Bauteile der Schaltung proportional zu vergrößern. Um die Impedanz um 5 zu erhöhen, *multiplizieren* Sie alle Widerstände mit 5. Aber erinnern Sie sich daran, daß der kapazitive Widerstand umgekehrt proportional der Kapazität des Kondensators ist: Je größer der *Kondensator* ist, desto *kleiner* ist seine Impedanz. Um daher die Impedanz eines Kondensators um 5 zu erhöhen, *dividieren* Sie seinen Wert durch 5. Um die Impedanz zu skalieren, multiplizieren Sie die Widerstände und dividieren Sie die Kondensatoren mit dem gewünschten Wert.



(A) Typisches Tiefpaß-Filter, normiert auf 1 Ohm und 1 Radiant pro Sekunde. Verwendung für *Analyse.*



(B) Gleiche Schaltung, normiert auf 10 kOhm und 1 kHz Grenzfrequenz. Verwendung für *Entwurf.*



(C) Gleiche Schaltung, verschoben auf die endgültige Grenzfrequenz von 588 Hz durch Skalierung.

Bild 3-1. Verfahren für Normierung und Skalierung vereinfachen die Entwicklung von aktiven Filtern außerordentlich.

Um *VON* einer ANALYSE-Schaltung mit 1 Ω, 1 Radiant/Sekunde *ZU* einer ENTWURFS-Schaltung mit 1 kHz, 10 k zu gelangen:

MULTIPLIZIERE alle Widerstände mit 10000
DIVIDIERE alle Kondensatoren durch 62.8 Mill. (6.28×10^7).

Um *VON* einer ENTWURFS-Schaltung mit 1 kHz, 10 k *ZU* einer ANALYSE-Schaltung mit 1 Ω, 1 Radiant/Sekunde zu gelangen:

DIVIDIERE alle Widerstände durch10000
MULTIPLIZIERE alle Kondensatoren mit 62.8 Mill. (6.28×10^7).

Bild 3-2. Normier-Regeln.

Wenn die Grenzfrequenz einer Schaltung zu verschieben ist, muß man hierbei sorgfältig die verwendete Schaltung betrachten. Die Richtlinien für diese Abstimmung werden später detailliert besprochen. In den meisten Filtern dieses Buches werden sehr wenige Bauteile verwendet, um die Arbeitsfrequenz zu beeinflussen. Meistens bestehen sie aus zwei Widerständen oder zwei Kondensatoren für ein Filter zweiter Ordnung, und aus einem einzelnen Widerstand und Kondensator für ein Netzwerk erster Ordnung. Es ist im allgemeinen sehr wichtig, das *Verhältnis* aller frequenz-bestimmenden Bauteile konstant zu halten. Gewöhnlich müssen *beide* Widerstände oder *beide* Kondensatoren auf dem gleichen Wert gehalten werden (oder auf ein bestimmtes Verhältnis zueinander). Abweichungen von diesem Verhältnis können die Eigenschaften der Filter sehr verschlechtern.

Beginne immer mit einer Schaltung mit 1 kHz und 10 k Impedanz-Niveau.

UM DIE IMPEDANZ ZU SKALIEREN:

Um die Impedanz zu ändern, MULTIPLIZIERE alle WIDERSTÄNDE und DIVIDIERE alle KONDENSATOREN durch den neuen Wert, ausgedrückt in Einheiten von 10 k. Ein 20 k-Impedanz-Niveau verdoppelt alle Widerstände und halbiert alle Kondensatoren. Ein 3.3 k-Impedanz-Niveau verkleinert alle Widerstände auf 1/3 und verdreifacht die Kondensatorwerte.

Individuelle Abschnitte kaskadierter aktiver Filter können eine individuelle Skalierung ihrer Impedanz-Niveaus besitzen, ohne daß die Gesamt-Filterkurve verändert wird.

UM DIE FREQUENZ ZU SKALIEREN:

BEI VERWENDUNG NUR DER FREQUENZ-BESTIMMENDEN KONDENSATOREN:

Halte das Verhältnis der beiden frequenz-bestimmenden Kondensatoren konstant. VERDOPPLE die Kondensatoren, um die Frequenz zu HALBIEREN, und umgekehrt. Wenn der Kondensator für 1 kHz gleich 0.016 μF ist, wird ein Ändern auf 1600 pF die Frequenz auf 10 kHz erhöhen. Ähnlich wird ein 0.16 μF-Kondensator die Frequenz auf 100 Hz verringern.

BEI VERWENDUNG NUR DER FREQUENZ-BESTIMMENDEN WIDERSTÄNDE:

Halte das Verhältnis der beiden frequenz-bestimmenden Widerstände konstant. VERDOPPLE den Widerstand, um die Frequenz zu HALBIEREN. Ein 33 k-Widerstand verringert die Frequenz auf 1/3 seines ursprünglichen Wertes.

BEI INDIVIDUELLEN ABSCHNITTEN EINES ZUSAMMENGESETZTEN AKTIVEN FILTERS KÖNNEN IHRE GRENZFREQUENZEN NICHT GEÄNDERT WERDEN, OHNE DASS DIE GESAMT-FILTERKURVE WEITGEHEND VERÄNDERT WIRD. Wenn die Frequenz eines Abschnittes eines endgültigen Filters skaliert wird, müssen ALLE Abschnitte um denselben Betrag skaliert werden.

Bild 3-3. Skalier-Regeln.

Um die Frequenz einer Schaltung zu erhöhen, *multiplizieren* Sie alle frequenz-bestimmenden Widerstände oder alle frequenz-bestimmenden Kondensatoren mit dem umgekehrten Verhältnis der alten zur neuen Frequenz. Vergessen Sie nicht, das Verhältnis der Widerstände immer auf einem spezifizierten Wert beizubehalten, ebenso darf das Verhältnis der Kondensator-Werte (häufig 1 : 1) nicht verändert werden.

Beispielsweise besitzen die meisten Abschnitte zweiter Ordnung zwei frequenz-bestimmende Widerstände und zwei frequenz-bestimmende Kondensatoren. Halbieren Sie die Werte der Widerstände, um die Arbeitsfrequenz zu verdoppeln. Oder halbieren Sie die Werte der Kondensatoren, um die Arbeitsfrequenz zu verdoppeln. Wenn Sie beides machen, werden Sie die Grenzfrequenz vervierfachen. Bild 3-3 faßt die Skalier-Regeln zusammen, mit denen Sie ein Filter mit 10 kΩ und 1 kHz zu jeder beliebigen Grenzfrequenz verschieben können.

Bei einem Filter, das aus mehreren kaskadierten Abschnitten besteht, kann die Impedanz jedes individuellen Abschnittes beliebig innerhalb vernünftiger Grenzen verändert werden, ohne die Form der Filterkurve zu beeinflussen. Andererseits, *wenn die Frequenz mehrerer kaskadierter Abschnitte skaliert wird, muß jeder Abschnitt genau mit dem gleichen Betrag skaliert werden.*

Skalieren kann man am besten zeigen, wenn man von einer für eine Analyse auf 1 Ω und 1 F normierten Schaltung auf eine "gebrauchsfertige" Schaltung mit 10 kΩ und 0.016 μF übergeht. Wir können damit beginnen, die Frequenz auf 1 Hz zu verschieben. 1 Hertz ist 2π, oder 6.28 Radiant pro Sekunde, so daß die Normierung auf 1 Hz einen 1 Ω-Widerstand und einen 1/6.28 F-Kondensator (0.16 Farad) erfordert. Als nächstes können wir auf 1 kHz verschieben. Wir wollen dies durch Ändern des Kondensators bewirken. Um die Frequenz um 1000 zu erhöhen, dividieren wir den Kondensator durch 1000. Dies ergibt einen 160 μF-Kondensator und einen 1 Ω-Widerstand bei einer Grenzfrequenz von 1 kHz.

Schließlich können wir die Impedanz erhöhen. Hierfür *multiplizieren* wir den Widerstand mit 10000, erhalten dadurch 10 kΩ, und dividieren den Kondensator durch 10000, wodurch sich 0.016 μF ergibt. Auf diese Weise werden die Kondensatoren mit Werten in der Höhe von Farad, wie sie für die Analyse erforderlich sind, ohne Schwierigkeiten auf praktische Werte reduziert, wenn eine Änderung auf normale Schaltungsfrequenzen und Impedanz-Niveaus erfolgt.

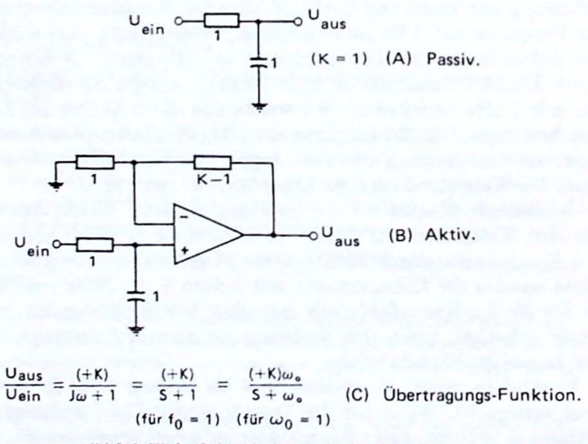
Es wird in diesem Buch manchmal ein weiterer Trick für die Normierung verwendet. Wenn Sie die Theorie aktiver Filter analysieren, ist es manchmal bequem, einen Bauteilewert auf einen handlichen Wert zu normieren, vielleicht für eine Spule einen Wert von "Q" Henry oder "d" Henry, oder was auch immer. Dadurch wird die Analyse sehr einfach und es ist im allgemeinen leicht, Bauteile später auf endgültige Werte zu normieren. Ähnliche Vorteile kann man manchmal erzielen, indem man irgendeinen Punkt der Schaltung auf einen bequemen Wert – sagen wir 1 Volt – zwingt und dann alles übrige sich selbst einstellen läßt.

Für eine Analyse arbeiten wir mit 1 Ohm und 1 Radiant pro Sekunde. Für die Synthese (Entwurf) arbeiten wir mit 1 kHz und Impedanz-Niveaus von 10 kΩ.

Um die Impedanz zu *erhöhen, multiplizieren* Sie alle Widerstände und *dividieren* alle Kapazitäten. Um die Frequenz zu *erhöhen, dividieren* Sie die Kapazitäten oder die frequenz-bestimmenden Widerstände. Sorgen Sie aber dafür, daß die frequenz-bestimmenden Widerstände und die frequenz-bestimmenden Kondensatoren in dem für das Filter geforderten Verhältnis bleiben. Erinnern Sie sich daran, daß Sie die Impedanz jedes Abschnittes jederzeit ändern können, aber wenn Sie die Frequenz ändern, müssen die Frequenzen ALLER kaskadierten Abschnitte ebenfalls auf die gleiche Weise geändert werden.

TIEFPASS-ABSCHNITT ERSTER ORDNUNG

Bild 3-4 zeigt den Tiefpaß-Abschnitt erster Ordnung. Ein Operationsverstärker kann als Spannungsfolger zum Trennen einer Belastung von der Schaltung verwendet werden. Auf Wunsch kann man auch, wie gezeigt, eine positive Verstärkung K der Schaltung erzielen. Der Operationsverstärker bewirkt keinerlei Energieaustausch oder Gegenkopplung in dieser Schaltung. Er hält nur die Belastung von einer passiven RC-Schaltung fern.



$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{(+K)}{J\omega + 1} = \frac{(+K)}{S+1} = \frac{(+K)\omega_o}{S+\omega_o}$$ (C) Übertragungs-Funktion.

(für $f_0 = 1$) (für $\omega_0 = 1$)

Bild 3-4. Tiefpaß-Abschnitte erster Ordnung.

Die zugehörige Mathematik ist in Bild 3-5 gezeigt, während die Abhängigkeit der Amplitude und der Phase von der Frequenz in den Bildern 3-6 und 3-7 zu sehen ist.

Bei sehr niedrigen Frequenzen belastet der Kondensator den Widerstand nicht, wodurch sich eine Verstärkung von 1 und eine Phasenverschiebung

MATHEMATIK **Der Tiefpaß-Abschnitt 1. Ordnung.**

Verwenden Sie die Schaltung von Bild 3-4A. Es ist ein Spannungsteiler.

$$U_{aus} = \frac{\text{Impedanz des Kondensators}}{\text{gesamte Serien-Impedanz}} \times U_{ein}$$

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{\frac{j\omega RC + 1}{j\omega C}} = \frac{1}{j\omega RC + 1}$$

wobei $\omega = 2\pi f$ und $j = \sqrt{-1}$

Wenn wir $S = j\omega$ als bequeme Schreibweise verwenden

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{1}{j\omega + 1} = \frac{1}{S + 1}$$

Tiefpaß erster Ordnung

Die Amplitude ist $\frac{1}{\sqrt{1^2 + \omega^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2}}$ oder

ausgedrückt in dB Verlust

$$\left|\frac{U_{aus}}{U_{ein}}\right| = 20 \log_{10}[1 + \omega^2]^{1/2}$$

Amplitudengang

Und die Phase ist

$$\phi = -\tan^{-1}\frac{\omega}{1} = -\tan^{-1}\omega$$

Phasenwinkel

Bild 3-5.

von nahezu null Grad ergibt. Bei sehr hohen Frequenzen bildet der Kondensator nahezu einen Kurzschluß gegen Masse, was eine starke Abschwächung und eine Phasenverschiebung von fast 90 Grad zur Folge hat. Bei einer Grenzfrequenz von $f = 1$ für einen normierten Abschnitt sind der ohmsche und der kapazitve Widerstand gleich groß. Die *Vektor*-Summe der beiden, die als Spannungsteiler arbeiten, schwächen die Amplitude des Ausgangssignals auf das 0.707fache, oder um 3 Dezibel, des Wertes bei

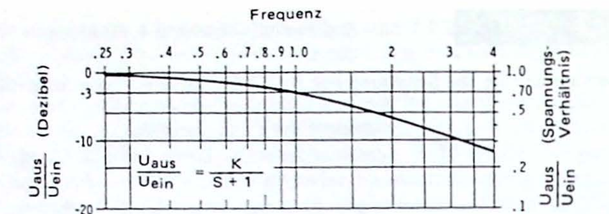


Bild 3-6. Amplitudengang – Tiefpaß-Abschnitt erster Ordnung.

niedrigen Frequenzen ab. Dies stellt ein Tiefpaß-Filter dar, mit einem Durchlaß-Bereich, der alle Frequenzen unterhalb der Grenzfrequenz durchläßt und einem Sperr-Bereich, der die Frequenzen oberhalb der Grenzfrequenz abschwächt. Die Phasenverschiebung bei der Grenzfrequenz beträgt 45 Grad.

Wenn der Widerstand 1 Ohm und der Kondensator 1 Farad besitzt, wird die Grenzfrequenz 1 Radiant pro Sekunde sein. Wenn der Widerstand 10 kΩ und der Kondensator 0.016 μF besitzt, wird die Grenzfrequenz 1 kHz sein.

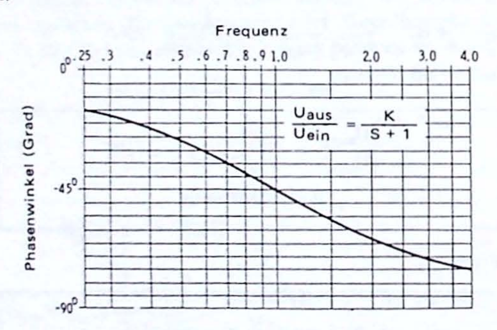
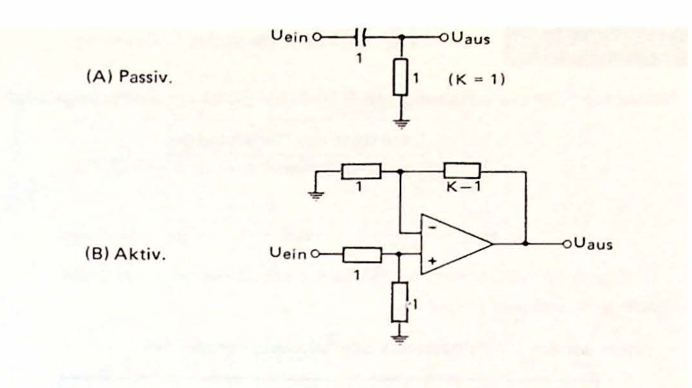


Bild 3-7. Phasengang – Tiefpaß-Abschnitt erster Ordnung.

Die Steilheit der Filterkurve beträgt oberhalb der Grenzfrequenz –6 dB pro Oktave. Dies bedeutet, daß die Amplitude für jede Verdopplung der Frequenz halbiert wird. Da die höchste Potenz der Frequenz in diesem Ausdruck Eins ist, wird dies ein Abschnitt *erster Ordnung* genannt.

HOCHPASS-ABSCHNITT ERSTER ORDNUNG

Bild 3-8 zeigt den Hochpaß-Abschnitt erster Ordnung. Er ist einfach eine "umgedrehte" Version des Tiefpasses. Wiederum hält der Operationsverstärker einfach die Belastung vom Ausgang fern und liefert auf Wunsch



(C) Übertragungs-Funktion. $\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{(+K)J\omega}{J\omega + 1} = \frac{(+K)S}{S+1} = \frac{(+K)S}{S+\omega_o}$

(für $f_0 = 1$) (für $\omega_0 = 1$)

Bild 3-8. Hochpaß-Abschnitte erster Ordnung.

Verstärkung. Die zugehörige Mathematik ist in Bild 3-9 zu sehen. Die Amplituden- und Phasengänge sind in den Bildern 3-10 und 3-11 gezeigt.

Bei hohen Frequenzen ist der kapazitive Widerstand des Kondensators sehr niedrig und der Widerstand belastet den Ausgang nicht wesentlich. Wir haben eine Verstärkung von 1 und eine Phasenverschiebung von nahezu null Grad. Bei sehr niedrigen Frequenzen ist der kapazitive Widerstand des Kondensators sehr hoch, verglichen mit dem Widerstand, so daß wir eine sehr starke Abschwächung und eine Phasenverschiebung von nahezu 90 Grad erhalten.

Bei der Grenzfrequenz sind der kapazitive und der ohmsche Widerstand gleich groß und ihre Vektor-Summe vermindert das Ausgangssignal um 3 dB gegenüber dem Wert bei hohen Frequenzen. Die Phasenverschiebung bei der Grenzfrequenz beträgt 45 Grad.

Der Durchlaß-Bereich besteht aus allen Frequenzen oberhalb der Grenzfrequenz und der Sperr-Bereich aus den Frequenzen darunter. Diese spiegelbildliche Beziehung zwischen Hochpaß und Tiefpaß nennt man *mathematische 1/f-Transformation*. Das ist sehr handlich, da der Entwurf eines Tiefpaß-Filters gewöhnlich "umgedreht" werden kann, um eine äquivalente Hochpaß-Struktur zu erhalten, indem einfach die Widerstände durch Kondensatoren ersetzt werden, und umgekehrt. Sie müssen jedoch unbedingt dafür sorgen, daß der Operationsverstärker seinen Eingangs-Basisstrom von irgend einem Gleichstrom-Weg gegen Masse erhält, doch dies ist meist einfach auszuführen.

Wie beim Tiefpaß-System erster Ordnung beträgt der Abfall 6 dB pro Oktave, nur daß in diesem Fall der Abfall mit abnehmender, anstatt mit steigender Frequenz erfolgt. Bei jedem Abschnitt kann nur die Impedanz und die Grenzfrequenz festgelegt werden.

MATHEMATIK **Der Hochpaß-Abschnitt 1. Ordnung.**

Verwenden Sie die Schaltung von Bild 3-8A. Es ist ein Spannungsteiler.

$$U_{aus} = \frac{\text{Impedanz des Widerstandes}}{\text{gesamte Serien-Impedanz}} \times U_{ein}$$

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R}{\frac{j\omega C + R}{j\omega}} = \frac{j\omega}{j\omega + 1}$$

wobei $\omega = 2\pi f$ und $j = \sqrt{-1}$.

Wenn wir S = $j\omega$ als bequeme Schreibweise verwenden

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{d\omega}{j\omega + 1} = \frac{S}{S + 1}$$

Hochpaß 1. Ordnung

Die Amplitude ist $\frac{\omega}{\sqrt{1^2 + \omega^2}} = \frac{\omega}{\sqrt{1 + \omega^2}}$ oder

ausgedrückt in dB Verlust

$$\left|\frac{U_{aus}}{U_{ein}}\right| = 20 \log_{10} \left[\frac{\omega^2}{1 + \omega^2}\right]^{1/2}$$

Amplitudengang

Und die Phase ist

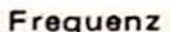
$$\phi = -\tan^{-1}\frac{1}{\omega}$$

Phasenwinkel

Bild 3-9.

TIEFPASS-ABSCHNITT ZWEITER ORDNUNG

Bild 3-12 zeigt die grundlegenden Tiefpaß-Abschnitte zweiter Ordnung. Während es zahlreiche aktive Schaltungen gibt, die diese Aufgabe erfüllen, stellt Bild 3-12B eine besonders einfache und bequeme für eine Analyse dar. Theoretisch könnten zwei Widerstände und zwei Kondensatoren kaskadiert werden, um einen Abschnitt zweiter Ordnung zu erhalten. Das Ärgerliche hierbei ist jedoch, daß die Eigenschaften so schlecht sind, daß die Schaltung kaum verwendbar ist.



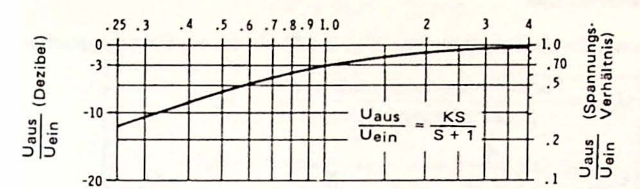


Bild 3-10. Amplitudengang — Hochpaß-Abschnitt erster Ordnung.

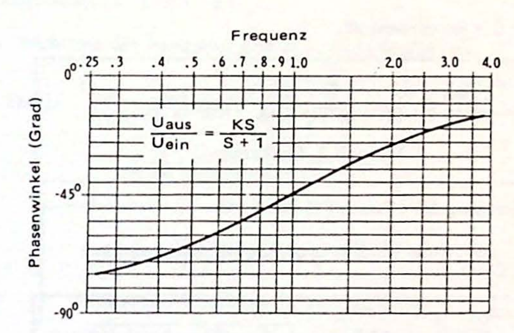
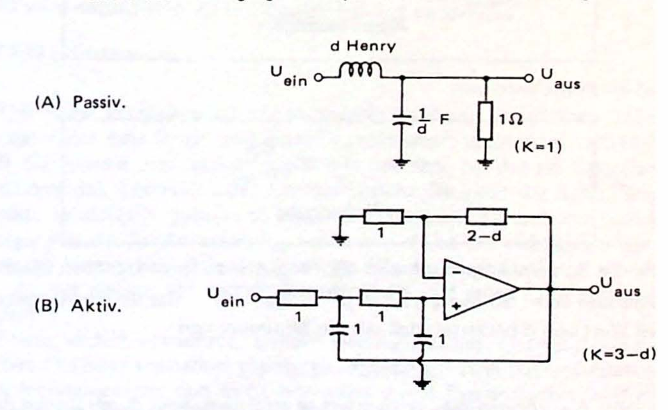


Bild 3-11. Phasengang — Hochpaß-Abschnitt erster Ordnung.



(C) Übertragungs-Funktion.

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{+K}{dj\omega + (1 - \omega^2)} = \frac{+K}{S^2 + dS + 1} = \frac{+K\omega_o^2}{S^2 + d\omega_o S + \omega_o^2}$$

$(f_0 = 1)$ $(f_0 = \omega_0)$

Bild 3-12. Tiefpaß-Abschnitte zweiter Ordnung.

Der Tiefpaß-Abschnitt 2. Ordnung.

Verwenden Sie die Schaltung von Bild 3-12A. Es ist ein Spannungsteiler

$$U_{aus} = \frac{\text{Parallel-Impedanz von R und C}}{\text{gesamte Serien-Impedanz}} \times U_{ein}$$

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{K\dfrac{d}{d + j\omega}}{\dfrac{d}{d + j\omega} + d\omega} = \frac{K}{1 + j\omega(d + j\omega)} = \frac{K}{-\omega^2 + j\omega d + 1}$$

oder wenn wir $S = j\omega$ verwenden

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{K}{(1 - \omega^2) + j\omega d} = \frac{K}{S^2 + dS + 1} \qquad \text{(A)}$$

Tiefpaß 2. Ordnung

Der Amplitudengang bezogen auf K wird sein

$\dfrac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2)^2 + d^2\omega^2}}$, oder erweitert und in dB umgewandelt

$$\left|\frac{U_{aus}}{U_{ein}}\right| = 20 \log_{10}\sqrt{\omega^4 + (d^2 - 2)\omega^2 + 1} \qquad \text{(B)}$$

Amplitudengang

und die Phase wird sein

$$\phi = -\tan^{-1}\frac{d\omega}{1 - \omega^2} \qquad \text{(C)}$$

Phasengang

Um die Spitzen-Amplitude und die Frequenz zu finden, suchen wir das Minimum von $20 \log_{10}\sqrt{\omega^4 + (d^2 - 2)\omega^2 + 1}$ das für einen gegebenen Wert von d bedeutet, daß wir ein Minimum von

$$\omega^4 + (d^2 - 2)\omega^2 + 1$$

wollen. Wir können dies versuchsweise ermitteln, oder durch Bilden der Ableitung. Die Ableitung ist

$$4\omega^3 + 2\omega(d^2 - 2)$$

und muß für ein Maximum oder Minimum Null sein

Bild 3-13.

$$4\omega^2 + 2(d^2 - 2) = 0$$

$$2\omega^2 + (d^2 - 2) = 0$$

$$\omega_{max} = \sqrt{\frac{2 - d^2}{2}} = \sqrt{1 - \frac{d^2}{2}} \quad \text{(D)}$$

Spitzen-Frequenz, wenn eine Spitze existiert

Ein Wert von $d^2 = 2$ oder $d = 1.414$ wird keine Spitze haben und die flachste Amplitude besitzen.

Das Einsetzen der Frequenz von (D) in (B) ergibt uns

$$\text{Spitze} \quad \frac{U_{aus}}{U_{ein}} = 20 \log_{10} \sqrt{\left(\frac{2 - d^2}{2}\right)^2 + \frac{(d^2 - 2)(2 - d^2)}{2} + 1}$$

$$= 20 \log_{10} \frac{1}{2} \sqrt{4 - (2 - d^2)^2}$$

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = 20 \log_{10} \left[\frac{d\sqrt{4 - d^2}}{2}\right] \quad \text{(E)}$$

Spitzen-Amplitude, wenn eine Spitze existiert

(E) wird negativ sein, da wir Dezibel *Verlust* verwenden.

Bild 3-13 – Fortsetzung.

Um einen nützlichen Abschnitt zweiter Ordnung aufzubauen, müssen Sie entweder eine Spule und einen Kondensator zusammen verwenden, oder Sie müssen eine aktive Schaltung einsetzen, bei der ein Operationsverstärker das Äquivalent der Energie-Speicherfähigkeit der Spule liefert. Anstatt tatsächlich Energie zu speichern, kann der Operationsverstärker Energie von der Stromversorgung holen und sie an der richtigen Stelle im richtigen Moment einschleusen, um eine Übertragungs-Funktion zu erhalten, die der gleicht, die man durch eine Spule und einen Kondensator bekommt.

Etwas anders betrachtet, könnte man sich aktive Tiefpaß-Abschnitte zweiter Ordnung vorstellen, die aus RC-Filtern mit zwei Widerständen und zwei Kondensatoren und nicht besonders guten Eigenschaften bestehen, wobei jedem Filter ein Operationsverstärker folgt, sowie eine *Gegenkopplungs-Anordnung*, welche die normalerweise schlechte und stark bedämpfte RC-Kurve verbessert und sie in eine brauchbare Form bringt. Eine andere Möglichkeit besteht in einer Gruppe von Operationsverstärkern, die eine Kurve *berechnet*, die identisch mit der eines Spulen-Kondensator-Fil-

ters ist. In jedem der beiden Fälle wird, anstatt Energie in der Spule zu speichern, nun Energie mit dem Operationsverstärker von der Stromversorgung geholt, und in die passive RC-Schaltung geleitet.

Neben seiner wesentlichen Aufgabe, nämlich die Zuführung von Energie und Verbesserung der Filterkurve, liefert der Operationsverstärker auf Wunsch auch Verstärkung, sowie eine niedrige Ausgangs-Impedanz, wodurch einzelne Abschnitte ohne gegenseitige Wechselwirkung kaskadiert werden können.

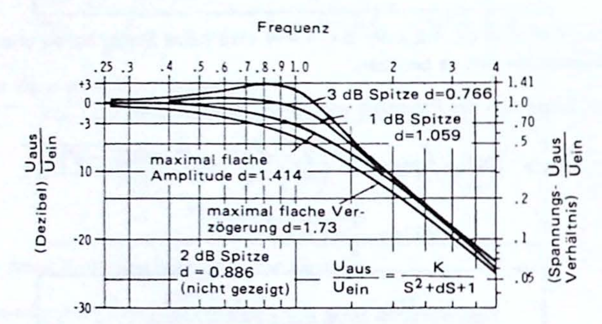


Bild 3-14. Amplitudengang – Tiefpaß-Abschnitt zweiter Ordnung.

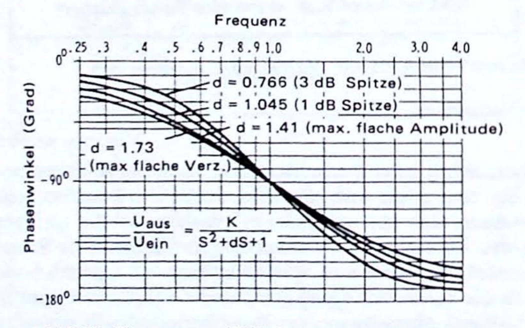


Bild 3-15. Phasengang – Tiefpaß-Abschnitt zweiter Ordnung.

Die zu diesem Abschnitt gehörende Mathematik ist in Bild 3-13 gezeigt, und der Amplituden- und Phasengang ist in den Bildern 3-14 und 3-15 zu sehen. Diese spezielle aktive Schaltung arbeitet so, daß ihre Kondensatoren sehr wenig Einfluß bei niedrigen Frequenzen haben, so daß sich eine im wesentlichen flache Kurve bis zu sehr niedrigen Frequenzen ergibt. Bei sehr hohen Frequenzen schließen die Kondensatoren das Signal getrennt zu Punkten mit niedriger Impedanz kurz, einer gegen Masse, der andere zu einem stark gedämpften Signal-Ausgang. Dieser aus zwei Schritten be-

stehende Schluß bewirkt, daß die Kurve bei sehr hohen Frequenzen mit dem *Quadrat* der Frequenz abfällt. Daher der Name, Abschnitt *zweiter Ordnung*.

Die Eigenschaften bei sehr hohen und sehr niedrigen Frequenzen erweisen sich identisch mit zwei kaskadierten und voneinander getrennten RC-Abschnitten, die flach beginnen und mit einem Abfall von 12 dB pro Oktave enden.

Beim aktiven Abschnitt ist der Verlauf in der Nähe der Grenzfrequenz interessanter. Beim aktiven Abschnitt zweiter Ordnung bewirkt ein neuer Parameter, genannt die *Dämpfung* (d) eine ganze Familie von Kurven in der Nähe der Grenzfrequenz. Diese Kurven reichen von d = 2 (das man durch Trennen und Kaskadieren zweier passiver RC-Abschnitte erhält), bis zu einer Kurve mit bester Zeitverzögerung mit d = 1.73 und einer Kurve mit flachstem Amplitudengang mit d = 1.41, bis zu immer niedrigeren Werten von d, die einen ständig spitzeren Verlauf bewirken. Schließlich erhält man bei d = 0 eine Kurve mit unbegrenzter Überhöhung bei der Grenzfrequenz, oder einen Oszillator.

Der Abschnitt zweiter Ordnung ist augenfälliger ein Tiefpaß-Filter, da sein Durchlaß- und Sperr-Bereich wesentlich besser definiert ist als beim Tiefpaß erster Ordnung. Um nun wirklich einen Tiefpaß zweiter Ordnung aufzubauen, ist eine einfache Frequenz-Umsetzung, oder Skalierung, erforderlich, damit die gewünschte Kurve ihren Punkt mit –3 dB bei der vorgesehenen Grenzfrequenz besitzt. Dieses Buch wird sich immer auf die –3 dB-Grenzfrequenz beziehen, mit 3 dB unter dem *Spitzen*wert der Filterkurve.

Bei einer passiven LC-Schaltung wird d durch Ändern des Verhältnisses Induktivität zu Kapazität variiert. Wenn d kleiner wird, wird die Spule kleiner und der Kondensator größer. Dies verringert die Belastung durch den Ausgangswiderstand und ergibt eine Kurve mit einer größeren Spitze.

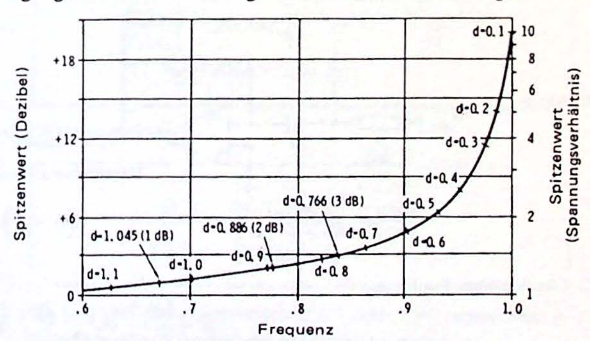


Bild 3-16. Spitzen-Amplitude und Frequenz. Tiefpaß-Abschnitt zweiter Ordnung mit niedriger Dämpfung.

Bei der gezeigten aktiven Filterschaltung wird die Dämpfung verringert, indem mehr Verstärkung vom Operationsverstärker geliefert wird. Wenn die Verstärkung erhöht wird, so wird entsprechend mehr Signal in der Nähe der Grenzfrequenz zurückgeführt, und die Kurve erhält eine immer stärker werdende Überhöhung. Wird zuviel Signal zurückgeführt, so entsteht schließlich ein Oszillator. Glücklicherweise sind die in Tiefpaß-Filtern erforderlichen d-Werte weit entfernt von Verstärkungswerten, die ein Schwingen bewirken würden. Zusätzlich sind Verstärkungswerte gewöhnlich leicht durch das Verhältnis zweier Widerstände einzustellen, wodurch eine Schwingneigung leicht zu vermeiden ist.

Ein Filter zweiter Ordnung wird selten mit einer Überhöhung (Spitze) von mehr als 3 dB (d = 0.766) entworfen, aber beim Kaskadieren von Abschnitten für ausgefallenere Filterkurven werden häufig niedrigere d-Werte benötigt. Bild 3-16 zeigt die Spitzen-Amplitude und Spitzen-Frequenz, die man mit niedrigeren Dämpfungswerten erhält.

BANDPASS-ABSCHNITT ZWEITER ORDNUNG

Die Serien-RLC-Schaltung in Bild 3-17A und ein mögliches aktives Äquivalent (Bild 3-17B) liefert uns einen Resonanzpol, der äquivalent zu einer Bandpaß-Kurve zweiter Ordnung ist. Wir können eine hiervon allein verwenden, oder wir können zwei, drei oder mehr Abschnitte kaskadieren. Durch sorgfältiges leichtes Versetzen der Frequenzen der kaskadierten Pole können wir die Form der Gesamtkurve beeinflussen.

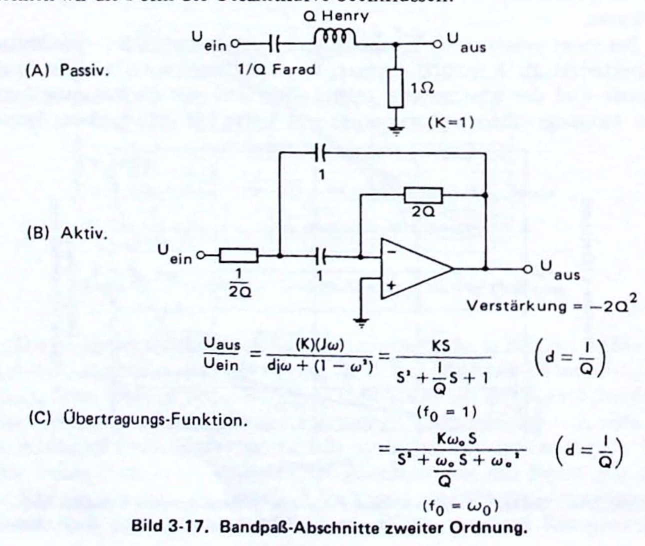


Bild 3-17. Bandpaß-Abschnitte zweiter Ordnung.

MATHEMATIK **Der Bandpaß-Abschnitt 2. Ordnung.**

Verwenden Sie die Schaltung von Bild 3-17A. Es ist ein Spannungsteiler

$$U_{aus} = \frac{\text{Impedanz des Widerstandes}}{\text{gesamte Serien-Impedanz}} \times U_{ein}$$

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{K}{1 + j\left[Q\omega - \frac{Q}{\omega}\right]} = \frac{K}{1 + jQ\left[\frac{\omega^2 - 1}{\omega}\right]} = \frac{(K)j\omega}{j\omega + Q(1 - \omega^2)}$$

$$= \left(\frac{K}{Q}\right)\frac{j\omega}{\omega^2 - 1 + j\frac{\omega}{Q}} \text{ oder mit } K' = \frac{K}{Q} \text{ und } S = j\omega$$

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = K'\frac{j\omega}{(\omega^2 - 1) + j\frac{\omega}{Q}} = \frac{K'S}{S^2 + \frac{1}{Q}S + 1} \quad \text{(A)}$$

Bandpaß 2. Ordnung

$$S = \frac{1}{d}$$

Die Amplitude ist $\dfrac{1}{\sqrt{1^2 + Q^2\left[\frac{\omega^2 - 1}{\omega}\right]^2}}$, oder

ausgedrückt in Dezibel Verlust

$$\left|\frac{U_{aus}}{U_{ein}}\right| = 20 \log_{10}\sqrt{1 + Q^2\left[\frac{\omega^2 - 1}{\omega}\right]^2} \quad \text{(B)}$$

Amplitudengang

Und die Phase wird sein

$$\phi = -\tan^{-1} Q^2\left[\frac{\omega^2 - 1}{\omega}\right]$$

Phasengang

Da $\omega = 2\pi f$, kann entweder $\omega = 1$ oder $f = 1$ abwechselnd in jedem dieser Ausdrücke verwendet werden.

Bild 3-18.

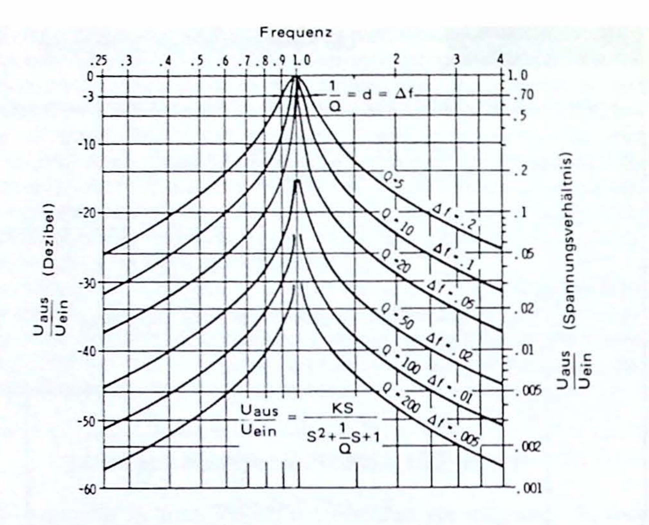


Bild 3-19. Amplitudengang – Bandpaß-Abschnitt zweiter Ordnung.

Die zu diesem Abschnitt gehörende Mathematik ist in Bild 3-18 zu sehen, und der Amplituden- und Phasengang ist in den Bildern 3-19 und 3-20 dargestellt. Anders als beim Tiefpaß-Abschnitt erscheint der Spitzenwert immer bei der Resonanz-Frequenz, oder bei $f_c = 1$ für ein normiertes Filter. Dies kann natürlich, falls erforderlich, in Frequenzen geeicht werden.

Bei sehr niedrigen Frequenzen besteht die Ersatzschaltung aus einem Serien-Kondensator, so daß das Verhalten bei niedrigen Frequenzen einer ansteigenden Kurve *erster Ordnung* mit 6 dB pro Oktave entspricht. Bei

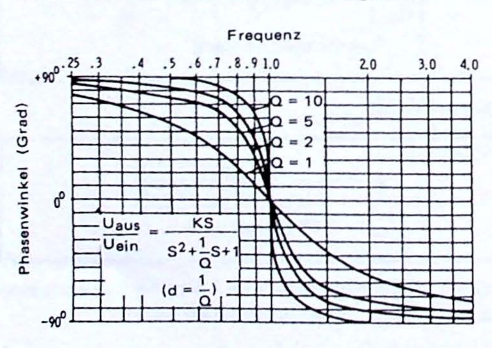


Bild 3-20. Phasengang – Bandpaß-Abschnitt zweiter Ordnung.

der *Resonanz-Frequenz* arbeitet die Spule, der Kondensator und der Widerstand so zusammen, daß sich ein Verlauf mit sehr ausgeprägter Spitze ergibt. Bei Resonanz heben sich die beiden Reaktanzen (Blindwiderstand von Spule und Kondensator) auf und das Ergebnis ist eine Verstärkung von 1 und eine Phasenverschiebung von 0 Grad.

Bei sehr hohen Frequenzen entspricht der Verlauf dem einer einzelnen Spule, d.h. eine Kurve *erster Ordnung*, die mit 6 dB pro Oktave abfällt.

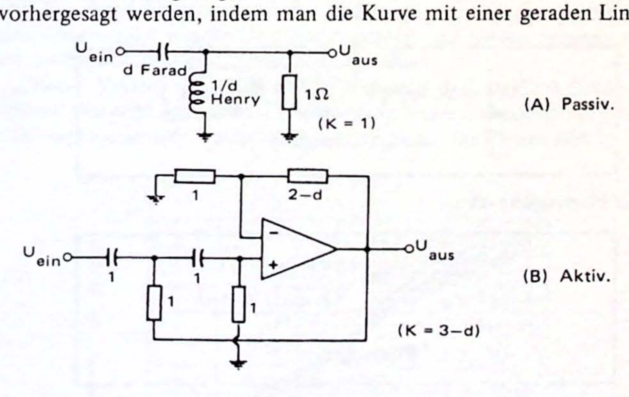
Die Dämpfung bestimmt, wie spitz die Kurve ausfällt, so wie dies beim Tiefpaß-Abschnitt der Fall war. Die Dämpfungswerte d liegen gewöhnlich sehr niedrig.

Aus diesem Grund ist es bequemer, den Kehrwert der Dämpfung, genannt Q, zu verwenden. Q ist gleich 1/d. Q ist auch die Bandbreite zwischen den –3 dB-Punkten für eine Kurve, die auf $f_c = 1$ normiert ist. Ein Dämpfungswert von 0.05 entspricht einem Q von 20.

Der Aufbau der Spitze, d.h. die Resonanzüberhöhung eines einzelnen Bandpaß-Abschnittes zweiter Ordnung steigt bis "Q" über den Punkt an, bei dem sich die Verlängerung der Kurven am nieder- und hochfrequenten Ende des Abfalles mit 6 dB pro Oktave schneiden würden. Der Spitzenwert ist 1 für die passive Schaltung und kann bei den verschiedenen aktiven Schaltungen eingestellt werden.

Der Phasenverlauf beginnt mit einer kapazitiven Verschiebung von 90 Grad, durchläuft 0 bei Resonanz und endet als induktive Verschiebung mit 90 Grad bei sehr hohen Frequenzen.

Beachten Sie, daß mit größer werdendem Abstand von der Resonanz-Frequenz, die Kurve immer weniger steil als am Anfang abfällt. Werte für die Abschwächung in größerem Abstand von der Resonanz können nicht vorhergesagt werden, indem man die Kurve mit einer geraden Linie in der



$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{(-1)(K)(\omega)^2}{dj\omega + (1-\omega^2)} = \frac{(+K)S^2}{S^2 + dS + 1} = \frac{(+K)S^2}{S^2 + d\omega_0 S + \omega_0^2}$$

$(f_0 = 1)$ $(f_0 = \omega_0)$

(C) Übertragungs-Funktion

Bild 3-21. Hochpaß-Abschnitte zweiter Ordnung.

Nähe der –3 dB-Grenzfrequenz-Punkte verlängert. Als wichtige Tatsache ist festzuhalten, daß, *egal wie groß das Q des Bandpasses ist, der Abfall bei niedrigen und hohen Frequenzen nur 6 dB pro Oktave je Abschnitt ist*. Das höhere Q ergibt nur eine geringere Bandbreite bei den oberen und unteren –3 dB-Grenzfrequenz-Punkten und einen spitzeren Verlauf der Kurve. In Kapitel 5 werden derartige vollständige Filterkurven gezeigt.

MATHEMATIK **Der Hochpaß-Abschnitt 2. Ordnung.**

Verwenden Sie die Schaltung von Bild 3-21A. Es ist ein Spannungsteiler

$$U_{aus} = \frac{\text{Parallel-Impedanz von R und L}}{\text{gesamte Serien-Impedanz}} \times U_{ein}$$

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{\frac{j\omega}{d} \quad K}{\frac{j\omega}{d} + 1 + \frac{1}{j\omega d}} = \frac{Kj\omega}{j\omega + d + \frac{1}{j\omega}} = \frac{K(-\omega^2)}{1 - \omega^2 + j\omega d}$$

oder mit $S = j\omega$

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = K\,\frac{-\omega^2}{1 - \omega^2 + j\omega d} = \frac{KS^2}{S^2 + dS + 1} \qquad \text{(A)}$$

Hochpaß 2. Ordnung

Der Amplitudengang ist gegeben durch

$$\left|\frac{U_{aus}}{U_{ein}}\right| = 20 \log_{10} \sqrt{\left(\frac{1}{\omega^4}\right) + \frac{d^2 - 2}{\omega^2} + 1} \qquad \text{(B)}$$

Amplitudengang

Und der Phasengang ist

$$\phi = \tan^{-1} \frac{d/\omega}{1 - \frac{1}{\omega^2}} \qquad \text{(C)}$$

Phasengang

(B) und (C) können durch Umwandeln von (A) erhalten werden, oder über die Tiefpaß-Ergebnisse (Bild 3-14), wobei $f' = 1/f$ oder $\omega' = 1/\omega$.

Bild 3-22.

HOCHPASS-ABSCHNITT ZWEITER ORDNUNG

Die Hochpaß-Kurve ist einfach eine "umgedrehte" Tiefpaß-Kurve zweiter Ordnung. Die Schaltung für diesen Abschnitt ist in Bild 3-21 zu sehen und die zugehörige Mathematik und Kurven sind in den Bildern 3-22, 3-23 und 3-24 dargestellt. Diesmal ist der Verlauf bei hohen Frequenzen flach und der Abfall bei niedrigen Frequenzen beträgt 12 dB pro Oktave, d.h. die Amplitude beträgt ein Viertel bei Halbieren der Frequenz.

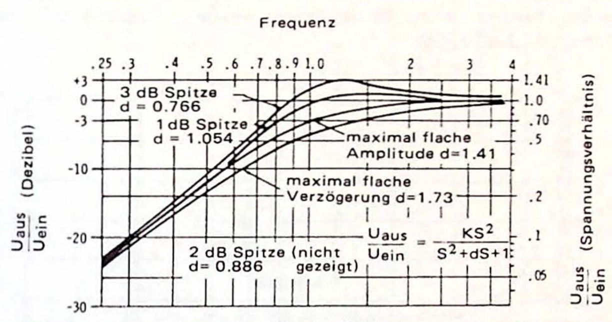


Bild 3-23. Amplitudengang – Hochpaß-Abschnitt zweiter Ordnung.

In der Nähe der Grenzfrequenz gibt es wiederum eine Familie von Kurven, die durch d bestimmt werden, wobei identische d-Werte für einen Vergleich verwendet werden. Die Spitzenwerte sind entgegengesetzt zu denen des Tiefpasses, und sind in Bild 3-25 zu sehen.

Dieser Verlauf der Tiefpaß-Kurve basiert auf der Annahme, daß der Operationsverstärker einen Frequenzgang besitzt, der weit über die maximale interessierende Frequenz hinausgeht. In der Praxis gibt es ein der-

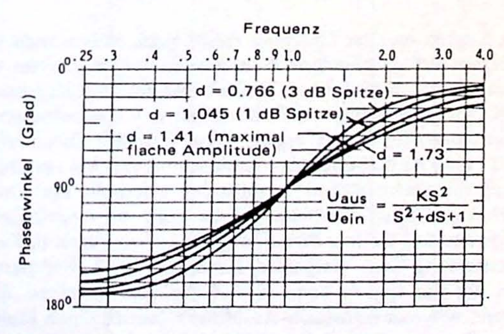


Bild 3-24. Phasengang – Hochpaß-Abschnitt zweiter Ordnung.

artiges Hochpaß-Filter nicht, da die abfallende Kurve des Verstärkers eine obere Grenze für die Frequenzen, die noch durchgelassen werden können, darstellt.

Die Phase des Hochpaß-Filters zweiter Ordnung beginnt bei einem Wert nahe Null für sehr hohe Frequenzen und endet in der Nähe von 180 Grad für sehr niedrige Frequenzen. Die Phasenverschiebung eines *Tiefpasses* zweiter Ordnung beträgt bei der Grenzfrequenz –90 Grad. Die Phasenverschiebung eines *Hochpasses* zweiter Ordnung beträgt bei der Grenzfrequenz +90 Grad. Beachten Sie, daß sich diese beiden Kurven gegenseitig *auslöschen* können, wenn sie *summiert* werden, wodurch sich bei der Grenzfrequenz Null ergibt.

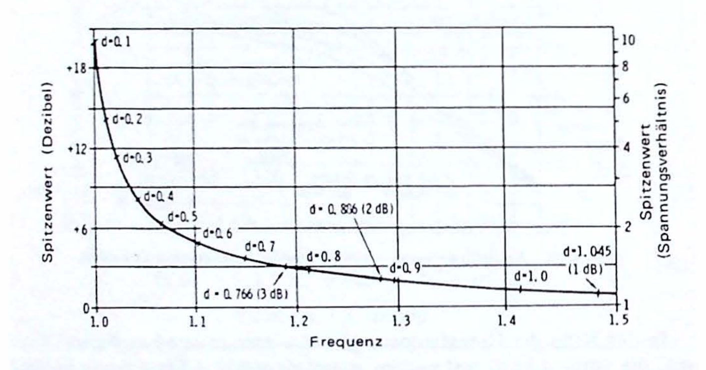


Bild 3-25. Spitzen-Amplitude und Frequenz. Hochpaß-Abschnitt zweiter Ordnung mit niedriger Dämpfung.

ANDERE KURVEN ZWEITER ORDNUNG

Die übrigen Kurven zweiter Ordnung erhält man, indem man die drei bereits behandelten auf verschiedene Weise zusammenfaßt. Wenn wir beispielsweise einen Hochpaß und einen Tiefpaß zweiter Ordnung kombinieren, so erhalten wir eine völlige Aufhebung bei der Grenzfrequenz, wodurch sich eine *Sperrfilter*-Kurve ergibt. Eine teilweise Summierung ergibt noch immer eine Aufhebung oder Auslöschung nur bei verschiedenen Frequenzen mit unterschiedlichen Amplituden oberhalb und unterhalb dieser Auslöschung. Dieser nützliche Effekt wird in *elliptischen* oder *Cauer*-Filtern verwendet. Weitere Einzelheiten hierüber folgen in Kapitel 9. Eine Zusammenfassung eines Tiefpasses, Bandpasses und Hochpasses, mit einer Inversion des Bandpasses kann eine *Allpaß*-Kurve liefern, die dann nützlich ist, wenn wir eine konstante Amplitude, jedoch einen kontrollierten variierenden Phasenverlauf wollen. Wichtige Anwendungen sind Equa-

	Erste Ordnung	Zweite Ordnung
Tiefpaß	$\frac{K}{S+1}$	$\frac{K}{S^2+dS+1}$
Bandpaß	(keiner)	$\frac{KS}{S^2+\frac{1}{Q}S+1}$ $(d=1/Q)$
Hochpaß	$\frac{KS}{S+1}$	$\frac{KS^2}{S^2+dS+1}$

Für eine Grenzfrequenz von 1

	Erste Ordnung	Zweite Ordnung
Tiefpaß	$\frac{K\omega_o}{S+\omega_o}$	$\frac{K\omega_o^2}{S^2+d\omega_o S+\omega_o^2}$
Bandpaß	(keiner)	$\frac{K\omega_o}{S^2+\frac{\omega_o}{Q}S+\omega_o^2}$ $(d=1/Q)$
Hochpaß	$\frac{KS}{S+\omega_o}$	$\frac{KS^2}{S^2+d\omega_o S+\omega_o^2}$

Für eine Grenzfrequenz von ω_o

Bild 3-26. Die Übertragungs-Funktionen der grundlegenden Filterschaltungen.

lizer (Entzerrer) und Kompensations-Netzwerke. Kombinierte Bandpaß-Hochpaß-und Bandpaß-Tiefpaß-Filter können in *Formant*-Filtern in elektronischen Musikanwendungen eingesetzt werden. Weitere Details dieser Konzepte sind in Kapitel 10 zu finden. Sobald wir die drei grundlegenden Kurven zweiter Ordnung haben, können wir diese leicht für spezielle Anordnungen kombinieren.

K UND S

Bisher wurde nicht viel über den Verstärkungswert K und das S gesagt, das in allen Übertragungsfunktionen auftaucht.

K ist einfach ein Verstärkungswert, der angibt, wie groß die Verstärkung für die ganze Kurve ist. K ist im allgemeinen etwas kleiner als 1 für passive Abschnitte. Bei aktiven Filtern ist K einstellbar, entweder um eine gewünschte Verstärkung zu erzielen oder einen gewünschten Verlauf in einem speziellen aktiven Abschnitt zu erhalten. K beeinflußt alle Frequenzen gleichartig. Sein Wert kann geändert werden, entweder durch Hinzufügen von Verstärkung oder ohmsches Abschwächen, entweder vor, während oder nach dem aktiven Filtern.

In diesem Buch ist S einfach eine bequeme Schreibweise für $j\omega$ oder jf. S ist eine *komplexe Variable*, die außerordentlich wichtig wird, wenn beim Entwurf aktiver Filter fortschrittlichere Analyse-Verfahren verwendet werden. Wir verwenden S aus zwei Gründen: erstens, um die Schreibweise einfach und kompakt zu machen, und zweitens, um die gesamte Mathematik in eine Standardform zu bringen. S betrifft sowohl Amplitude als auch Phase. Wenn $S = j\omega$ oder jf, besitzt ein einzelnes S eine Phase von 90 Grad und S^2 eine Phase von 180 Grad, oder einfach einen Vorzeichenwechsel von + nach –.

ZUSAMMENFASSUNG

Es können durch richtiges Kaskadieren der fünf elementaren Filter-Abschnitte zahlreiche interessante und nützliche Filter aufgebaut werden. Diese sind der Hochpaß und Tiefpaß erster Ordnung, sowie der Hochpaß, Bandpaß und Tiefpaß zweiter Ordnung. Bild 3-26 faßt die Übertragungs-Funktionen dieser elementaren Abschnitte zusammen, wobei die Schreibweise mit S verwendet wird.

Was nun für die beiden nächsten Kapitel bleibt, ist, herauszufinden, wie viele Abschnitte man verwendet und welche Dämpfung, Q und relative Grenzfrequenzen man für einen gegebenen Kurvenverlauf benötigt. Beachten Sie, daß man nicht einfach identische Abschnitte kaskadieren kann, und dann die entsprechende gewünschte Kurve erhält. Zum Beispiel hat ein Tiefpaß-Filter zweiter Ordnung mit d = 1.4 die flachste mögliche Kurve. Kaskadieren Sie drei hiervon, so erhalten Sie offensichtlich ein Filter

sechster Ordnung. Der Haken ist nur, daß anstatt eines flachen Verlaufes bis zu einer –3 dB-Grenzfrequenz, der alte –3 dB-Punkt nunmehr ein –9 dB-Punkt ist, und Sie schließlich eine sehr stark "hängende" Kurve erhalten. Der Trick besteht darin, die mathematischen *Faktoren* zweiter Ordnung zu finden, die bei richtigem *Kaskadieren* miteinander multipliziert werden, um die gewünschte endgültige Kurve zu erhalten.

KAPITEL 4

Tiefpaß- und Hochpaß-Filterkurven

Im letzten Kapitel wurden fünf elementare Schaltungsblöcke behandelt: die Tiefpaß- und Hochpaß-Abschnitte erster Ordnung, und die Tiefpaß-, Bandpaß- und Hochpaß-Abschnitte zweiter Ordnung. Wenn diese auch bereits allein für sich als einfache aktive Filter nützlich sein können, liefern sie wesentlich bessere Eigenschaften, wenn sie durch geeignetes Kaskadieren zum Aufbau von Filtern höherer Ordnung kombiniert werden. Dieses Kapitel wird zeigen, wie die richtigen Werte für Dämpfung und relative Grenzfrequenzen für jeden Abschnitt auszuwählen sind, zusammen mit den erforderlichen Bauteile-Toleranzen für sieben grundlegende und nützliche Filterkurven, sowohl Hochpaß wie Tiefpaß. Der Bandpaß-Verlauf unterscheidet sich so weit, daß Kapitel 5 hierfür reserviert wurde.

ORDNUNG

Die *Ordnung* eines Filters wird durch die höchste Potenz der Frequenz, oder Kreisfrequenz, bestimmt, die in der U_{aus}/U_{ein}-*Übertragungsfunktion* erscheint. Zum Beispiel ist bei einem Tiefpaß-Abschnitt erster Ordnung die höchste Potenz von ω oder f, gleich 1. Es ist daher ein Abschnitt erster Ordnung, und der beste bei hohen Frequenzen zu erwartende *endgültige* Abfall beträgt 1/f, oder ein Halbieren der Amplitude bei Verdopplung der Frequenz. Dies entspricht einem Abfall von 6 dB pro Oktave. Das Tiefpaß-Filter zweiter Ordnung besitzt ein S^2, ein f^2 oder ein ω^2 in der Übertragungsfunktion. Für größere Werte von f ist f^2 noch wesentlich größer und die Kurve fällt mit dem Quadrat der Frequenz, d.h., sie nimmt um den Faktor 4 bei Verdopplung der Frequenz ab. Dies entspricht einem Abfall von 12 dB pro Oktave.

Mit steigender Ordnung eines Filters nimmt auch die höchste Potenz der Frequenz in der Übertragungsfunktion zu, und der endgültige Abfall der Kurve gegen die Frequenz wird besser. Er beträgt 6N dB pro Oktave, wobei N die Ordnung des Filters ist.

Bild 4-1 zeigt die endgültige Steilheit des Abfalles für Filter mit einer Ordnung von 1 bis 6. Ein Tiefpaß-Filter sechster Ordnung hat einen end-

Filter-Ordnung	Endgültige Steilheit Tiefpaß	Endgültige Steilheit Bandpaß *	Endgültige Steilheit Hochpaß
1	−6 dB/Oktave	------	+6 dB/Oktave
2	−12 dB/Oktave	±6 dB/Oktave	+12 dB/Oktave
3	−18 dB/Oktave	------	+18 dB/Oktave
4	−24 dB/Oktave	±12 dB/Oktave	+24 dB/Oktave
5	−30 dB/Oktave	------	+30 dB/Oktave
6	−36 dB/Oktave	±18 dB/Oktave	+36 dB/Oktave

(*Siehe Kapitel 5 – Bandpaß-Filter haben normalerweise nur gerade Ordnung.)

Bild 4-1. Wie die Ordnung eines Filters die endgültige Abschwächung bestimmt.

gültigen Abfall von 36 dB pro Oktave. Wir können Filter mit Ordnungen von 1 bis 6 durch entsprechendes Kaskadieren von Abschnitten erster und zweiter Ordnung aufbauen (Bild 4-2). Jeder Abschnitt muß sorgfältig als *Faktor* der gewünschten Gesamt-Kurvenform ausgewählt werden. Die kaskadierten Abschnitte sind selten identisch und die Kurvenform der individuellen Abschnitte sieht normalerweise wesentlich anders als die endgültige Form der Filterkurve aus. Ferner kann die Grenzfrequenz jedes individuellen Abschnittes sehr verschieden von der gewünschten endgültigen Grenzfrequenz sein.

Bandpaß-Filter sind gewöhnlich auf Kurven zweiter, vierter, sechster und höherer Ordnung beschränkt, wie im nächsten Kapitel gezeigt wird.

AUSWAHL EINER KURVENFORM

Um den Verlauf einer Filterkurve zu verbessern, können wir deren Ordnung erhöhen, da ein Erhöhen der Ordnung die Steilheit des Abfalles in größerem Abstand von der Grenzfrequenz verbessert. Können wir sonst noch etwas machen?

Bei einem Filter erster Ordnung lautet die Antwort Nein, aber bei höheren Ordnungen gibt es einige neue Dinge, die wir beeinflussen kön-

nen. Bei einem Filter zweiter Ordnung können wir die Dämpfung einstellen und dadurch den Kurvenverlauf in der Nähe der Grenzfrequenz. Bei einem Filter dritter Ordnung, bestehend aus einem kaskadierten Abschnitt erster und zweiter Ordnung können wir die Dämpfung einstellen, sowie das Verhältnis der Grenzfrequenzen. Bei einem Filter vierter Ordnung haben wir zwei Dämpfungswerte und ein Frequenzverhältnis zum Einstellen usw.

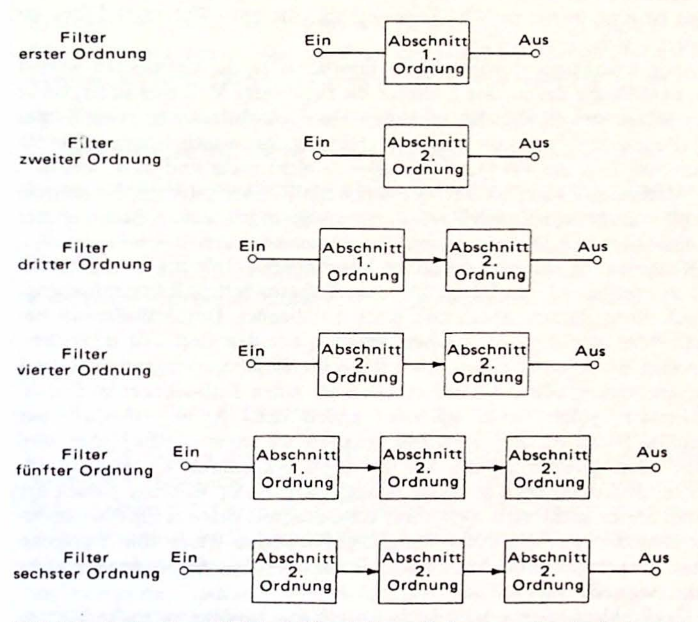


Bild 4-2. Hochpaß- und Tiefpaß-Filter höherer Ordnung werden durch Kaskadieren von aktiven Abschnitten erster und zweiter Ordnung aufgebaut. Die Einstellung der Frequenz und Dämpfung jedes Abschnittes ergibt die gewünschte Gesamtkurve.

Wenn wir auch auf einen flachen Kurvenverlauf bei niedrigen Frequenzen und einen endgültigen Abfall von 6N dB pro Oktave für ein Filter einer bestimmten Ordnung beschränkt sind, so können wir im allgemeinen die Kurvenform in der Nähe der Grenzfrequenz für einen speziellen Verlauf bestimmen.

Die angestrebte Kurvenform hängt davon ab, was für Sie wichtig ist. Für jede Eigenschaft, die Sie bei einem Filter als wichtig ansehen, werden Sie einen Mathematiker finden, der sich einen wilden Satz von Funktionen einfallen läßt, um diese Aufgabe zu erfüllen – aber auf Kosten aller übrigen Eigenschaften. Beispielsweise möchten Sie ein Filter mit der bestmöglichsten Zeitverzögerung. Dies würde Ihnen ein Filter mit ausgezeichnetem

Einschwingverhalten geben – jedoch mit miserabler Flankensteilheit. Oder Sie möchten einen optimalen flachen Durchlaß-Bereich. Dies ist häufig ein nützlicher Kompromiß. Oder Sie möchten einen rascheren Abfall außerhalb des Durchlaß-Bereiches, müssen aber dann eine gewisse Welligkeit im Durchlaß-Bereich in Kauf nehmen. Schließlich könnten Sie einen optimalen raschen Abfall auf Kosten aller übrigen Eigenschaften wünschen – sogar ständig steigende Abschwächung des Frequenzganges im Sperrbereich. (Dies ist eine fortschrittliche Filtertechnik, die ein *elliptisches* Filter erfordert – siehe Kapitel 9).

Aber unabhängig davon, welche Eigenschaften Sie optimieren wollen und unabhängig davon, wie komplex die zugehörige Mathematik ist, wenn alles gesagt und erledigt ist, so haben Sie doch einfach nur einen Stapel von Bausteinen erster und zweiter Ordnung. An diesen können Sie die Dämpfung und die Frequenz einstellen – nicht mehr und nicht weniger. Die Mathematik kann Sie nur in die richtige Richtung lenken. Sie können dasselbe auch experimentell erreichen. Sie gelangen letzten Endes immer zu einer Liste von Dämpfungs- und Frequenzwerten.

Wenn wir beispielsweise bei einem Filter zweiter Ordnung d = 1.73 wählen, so erhalten wir ein Filter, das zwar die bestmögliche Zeitverzögerung, jedoch einen flachen Abfall und einen abfallenden Durchlaß-Bereich besitzt. Wenn wir d = 1.41 machen, erhalten wir den flachsten möglichen Durchlaß-Bereich, mit einem etwas schlechteren Einschwingverhalten und Zeitverzögerung. Mit d = 1.045 erhalten wir einen 1 dB-Höcker im Durchlaß-Bereich, jedoch einen stärkeren *anfänglichen* Abfall außerhalb des Durchlaß-Bereiches. Bei d = 0.886 erhalten wir einen 2 dB-Höcker und einen noch steileren Abfall. Bei d = 0.766 bekommen wir einen 3 dB-Höcker und einen noch besseren anfänglichen Abfall. Während jedoch der Abfall immer mehr verbessert wird, verschlechtert sich das Einschwingverhalten und das Überschwingen ständig. Niedrigere Werte von d ergeben einen zu welligen Durchlaß-Bereich, der in normalen Anwendungen nicht mehr eingesetzt werden kann.

Das Problem besteht dann darin, einfach verschiedene nützliche Kurvenformen für jede Ordnung zu definieren und sie zu normieren, um ihren 3 dB-Punkt im abfallenden Teil auf f = 1 zu bringen. Unabhängig davon, wie wellig das Filter ist, wollen wir die Grenzfrequenz so definieren, daß sie 3 dB unter dem Spitzenwert, in Richtung aus dem Durchlaß-Bereich heraus, liegt.

Sobald man diese Kurven für f = 1 erhalten hat, ist ein Skalieren sehr einfach, um die endgültige Grenzfrequenz an jede beliebige Stelle zu legen.

Sie können die Kurven dieses Kapitels auf verschiedene Weise verwenden. Sie können aus ihnen die möglichen Optionen der Filterkurven für einen bestimmten Verlauf entnehmen, wobei gegeben ist, was durchgelassen und was und wieviel unterdrückt werden soll. Sie können auch zeigen, wie eine bestimmte Auswahl der Filter-Ordnung und Form sich in Abhängigkeit von der Frequenz verhalten wird. Und was das Wichtigste ist, die Tabellen zu den Kurven werden Ihnen sagen, wie viele grundle-

Tiefpaß-Filterkurven.

Eine Tiefpaß-Übertragungsfunktion wird gewöhnlich als ein *Polynom* in "S" ausgedrückt, das bei einem Filter 5. Ordnung so aussehen könnte:

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = f(S) = \frac{1}{S^5 + aS^4 + bS^3 + cS^2 + dS + 1} \qquad (1)$$

Erinnern wir uns daran, daß wir S = jω setzen können, so daß S^5 der fünften Potenz von ω oder der Frequenz entspricht. Bei sehr niedrigen Frequenzen ist ω klein und Potenzen von ω sind noch kleiner, so daß der Kurvenverlauf einfach $\frac{1}{1}$ oder 1 ist. Bei sehr hohen Frequenzen ist ω^5 sehr groß, so daß die Kurve mit $\frac{1}{\omega^5}$ oder 30 dB/Oktave abfällt. Wir können jede gewünschte vernünftige Kurvenform in der Nähe von ω = 1 durch die richtige Wahl von a, b, c und d erhalten. Im allgemeinen sind a, b, c und d komplexe Zahlen.

Um den Entwurf aktiver Filter zu vereinfachen, können wir das Polynom in Abschnitte 1. und 2. Ordnung *zerlegen*. Zum Beispiel

$$f(S) = \frac{1}{S^5 + aS^4 + bS^3 + cS^2 + dS + 1}$$

$$= \frac{1}{S^2 + vS + w} \times \frac{1}{S^2 + xS + y} \times \frac{1}{S + z}$$

Unser v, w, x, y und z ist eindeutig verknüpft mit a, b, c und d durch Ausmultiplizieren und Lösen der simultanen Gleichungen. Danach wird jeder Abschnitt 1. Ordnung einfach seine eigene Frequenz spezifizieren, jeder Abschnitt 2. Ordnung dagegen seine Frequenz und Dämpfung.

Um den gewünschten Kurvenverlauf zu erhalten, können wir versuchsweise die Frequenz- und Dämpfungswerte der *zerlegten* Abschnitte einstellen. Oder wir können mit einem Polynom beginnen, das bekannte nützliche Eigenschaften besitzt und es *zerlegen*, um die gewünschten Dämpfungs- und Frequenzwerte zu erhalten.

Es gibt zahlreiche gute verwendbare Polynome. Ein Polynom, das die bestmögliche Verzögerung liefert, wird ein *Bessel*-Polynom genannt. Ein *Butterworth*-Polynom hat die flachste Amplitude, usw. Diese und andere Polynome findet man in *zerlegter* Form bei L. Weinberg und G.E. Tobey (Anhang A). Wir haben in den folgenden Kurven nur diese Faktoren verwendet und sie geringfügig in der Frequenz eingestellt, um alle −3 dB-Punkte zu erhalten, die der Grenzfrequenz entsprechen.

Den tatsächliche Kurvenverlauf erhält man einfach, indem man die Kurven der individuellen Abschnitte sucht und dann den dB-Verlust

Bild 4-3.

und Phasenwinkel jedes Abschnittes addiert. Addieren von Dezibel ist das gleiche wie Multiplizieren des numerischen Verlusts der Abschnitte.

Den Verlust des Abschnittes 1. Ord. erhält man über die Amplitude $\frac{1}{S+1}$ oder mit $S = j\omega$, $\frac{1}{j\omega + 1}$. Die Amplitude wird sein $\frac{1}{\sqrt{\omega^2+1}}$, oder ausgedrückt in Dezibel *Verlust*

> Amplitude des Abschnittes 1. Ordnung =
> $20 \; \log_{10}[\omega^2 + 1]^{1/2}$ in Dezibel

und die Phase ist einfach

> Phasenwinkel des Abschnittes 1. Ordnung = $\tan^{-1} \omega$

Den Amplitudengang des Abschnittes 2. Ordnung findet man aus $\frac{1}{S^2 + dS + 1}$; oder mit $S = j\omega$, wird der Kurvenverlauf

$$\frac{1}{(1-\omega^2) + jd\omega}.$$

Die Amplitude ist dann

$$\frac{1}{\sqrt{(1-\omega^2)^2 + (d\omega)^2}} = \frac{1}{\sqrt{\omega^4 + [d^2 - 2]\omega^2 + 1}}$$

oder ausgedrückt in Dezibel *Verlust*

> Amplitude des Abschnittes 2. Ordnung =
> $20 \log_{10}[\omega^4 + (d^2 - 2)\omega^2 + 1]^{1/2}$
> in Dezibel

und die Phase ist

> Phase des Abschnittes 2. Ordnung $= \tan^{-1} \frac{d\omega}{1-\omega^2}$

Gewöhnlich wird ω oder f von der gewünschten Filter-Grenzfrequenz abweichen. Dann ist eine einfache Skalierung der Frequenz erforderlich, wobei ein neues f' oder ω' durch *Dividieren* durch die Entwurfs-Frequenz gebildet wird. Wenn zB. der Abschnitt eine Frequenz von 0,834f haben soll, wird der Verlauf dieses Abschnittes bei f gleich sein wie ein normierter Abschnitt (f = 1) bei einer Frequenz von $\frac{1}{0.834} = f' = 1.199$.

Bild 4-3 – Fortsetzung.

gende Abschnitte erster und zweiter Ordnung für eine bestimmte Aufgabe erforderlich sind, zusammen mit der genauen Lage ihrer individuellen relativen Grenzfrequenzen, ihren Dämpfungswerten und der Genauigkeit, die eingehalten werden muß, um die gewünschte Kurvenform zu realisieren.

Beachten Sie, daß Sie beim Durcharbeiten dieses Kapitels feststellen werden, daß wir *niemals* identische kaskadierte Abschnitte verwenden – es werden sich zumindest ihre Dämpfungwerte unterscheiden. Außer für die Filterkurve mit dem flachsten Amplitudengang werden sich auch die Frequenzwerte jedes Abschnittes um einen bestimmten Betrag unterscheiden. Jeder Abschnitt muß ein mathematischer Faktor der zusammengesetzten gewünschten Filterkurve sein, und nicht einfach eine Gruppe zusammengeschalteter Abschnitte.

TIEFPASS-FILTERKURVEN

Die zu den Tiefpaß-Filterkurven gehörige Mathematik ist in Bild 4-3 zu sehen, und die Kurven selbst sind in den Bildern 4-4 bis 4-9 dargestellt. Bei jeder Kurve befindet sich eine Tabelle, die die erforderlichen Frequenz- und Dämpfungswerte für jeden kaskadierten Abschnitt erster oder zweiter Ordnung zeigt, der zum Aufbau des Filters verwendet wird.

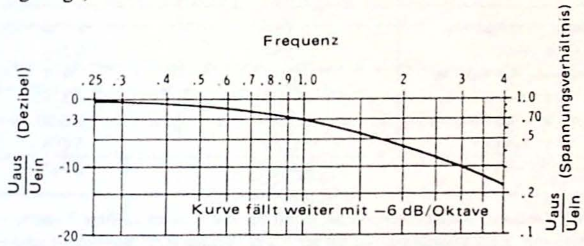
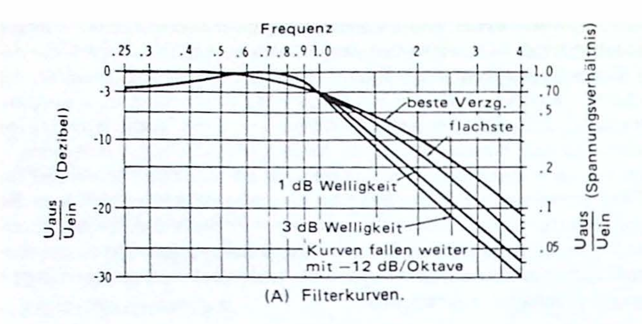


Bild 4-4. Tiefpaß-Kurve erster Ordnung.

Die Tabellen zeigen insgesamt sieben mögliche verschiedene Filterkurven, während nur vier in den Diagrammen dargestellt sind. Die fehlenden Kurven befinden sich einfach in der Mitte zwischen den dargestellten Kurven. Bei allen Kurven wird angenommen, daß keine Welligkeit im Sperr-Bereich vorliegt, und daß die Abschwächung, sobald sie begonnen hat, ohne Einschränkungen mit steigender Frequenz zunimmt.

Bei den verschiedenen Kurvenformen hat man die Wahl zwischen glattem Verlauf und Steilheit des Abfalles. Der einzige wirkliche Unterschied liegt in der Spezifikation der relativen Grenzfrequenz und der Dämpfungswerte jedes kaskadierten Abschnittes. Die verfügbaren Kurvenformen sind:

Filter mit bester Zeitverzögerung – Manchmal *Bessel*-Filter genannt. Dieses besitzt die bestmögliche Zeitverzögerung (flachster Verlauf der



(A) Filterkurven.

Ein Filter 2. Ordnung wird mit einem einzelnen Abschnitt 2. Ordnung aufgebaut. Sein endgültiger Abfall beträgt −12 dB/Oktave.

Für eine Grenzfrequenz (−3 dB) von f lauten die Parameter der Abschnitte:

Filter-Type	Abschnitt 2. Ordnung	
	Frequenz	Dämpfung
Beste Verzögerung	1.274 f	1.732
Kompromiß	1.128 f	1.564
Flachste Amplitude	1.000 f	1.414
Leichte Welligkeit	0.929 f	1.216
1 dB Welligkeit	0.863 f	1.045
2 dB Welligkeit	0.852 f	0.895
3 dB Welligkeit	0.841 f	0.767

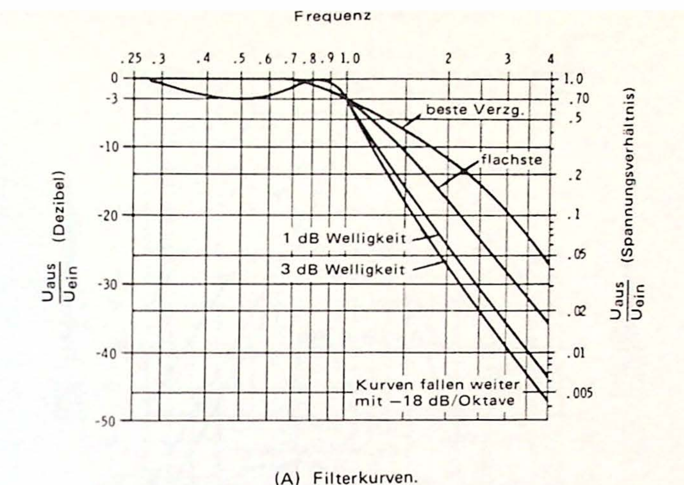
Die Null-Frequenz-Abschwächung ist 0 dB für die 4 ersten Filter-Typen, −1 dB für Filter mit 1 dB Welligkeit, −2 dB für Filter mit für 2 dB Welligkeit und −3 dB für Filter mit 3 dB Welligkeit.
ANMERKUNG – Die Werte dieser Tabelle sind NUR für Filter 2. Ordnung gültig. Siehe andere Tabellen für geeignete Werte beim Kaskadieren von Abschnitten.

(B) Werte der Abschnitte

Bild 4-5. Tiefpaß-Filter zweiter Ordnung.

Gruppenlaufzeit) und geringstes Überschwingen, besitzt jedoch einen abfallenden Durchlaß-Bereich und einen sehr flachen anfänglichen Abfall.

Kompromiß-Filter – Häufig *Paynter-* oder *Thompson-Butterworth-Übergangs-*Filter genannt. Es besitzt einen etwas flacheren Durchlaß-Bereich, der anfängliche Abfall ist etwas besser als beim Filter mit geringster Zeitverzögerung (Bessel-Filter) und es besitzt nur geringfügig schlechteres Überschwingverhalten.



(A) Filterkurven.

Ein Filter 3. Ordnung benötigt einen kaskadierten Abschnitt 1. und 2. Ordnung. Sein endgültiger Abfall beträgt −18 dB/Oktave.

Für eine Grenzfrequenz (−3 dB) von f lauten die Parameter der Abschnitte:

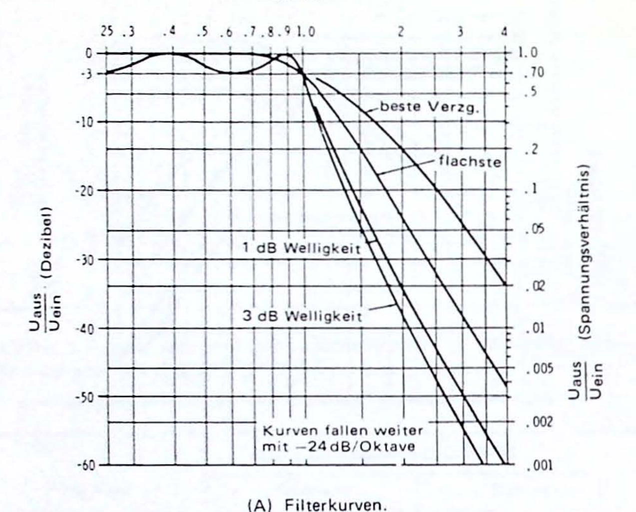
Filter-Type	Abschnitt 2. Ordnung		Abschnitt 1. Ordnung
	Frequenz	Dämpfung	Frequenz
Beste Verzögerung	1.454f	1.447	1.328f
Kompromiß	1.206f	1.203	1.152f
Flachste Amplitude	1.000f	1.000	1.000f
Leichte Welligkeit	0.954f	0.704	0.672f
1 dB Welligkeit	0.911f	0.496	0.452f
2 dB Welligkeit	0.913f	0.402	0.322f
3 dB Welligkeit	0.916f	0.326	0.299f

Die Null-Frequenz-Abschwächung beträgt 0 dB für alle Filter-Typen.

(B) Werte der Abschnitte.

Bild 4-6. Tiefpaß-Filter dritter Ordnung.





(A) Filterkurven.

Ein Filter 4. Ordnung benötigt zwei kaskadierte Abschnitte 2. Ordnung. Sein endgültiger Abfall beträgt −24 dB/Oktave.

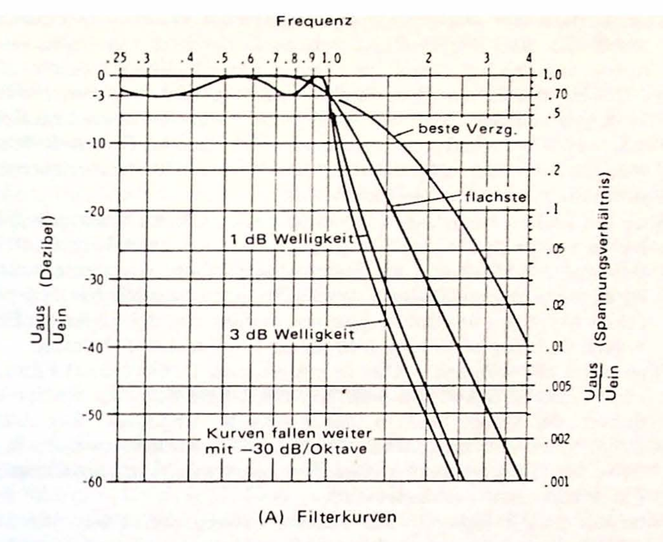
Für eine Grenzfrequenz (−3 dB) von f lauten die Parameter der Abschnitte:

Filter-Type	1. Abschnitt		2. Abschnitt	
	Frequenz	Dämpfung	Frequenz	Dämpfung
Beste Verzög.	1.436f	1.916	1.610f	1.241
Kompromiß	1.198f	1.881	1.269f	0.949
Flachste Amplit.	1.000f	1.848	1.000f	0.765
Leichte Wellig.	0.709f	1.534	0.971f	0.463
1 dB Welligkeit	0.502f	1.275	0.943f	0.281
2 dB Welligkeit	0.466f	1.088	0.946f	0.224
3 dB Welligkeit	0.443f	0.929	0.950f	0.179

Die Null-Frequenz-Abschwächung beträgt 0 dB für die vier ersten Filter-Typen, −1 dB für Filter mit 1 dB Welligkeit, −2 dB für Filter mit 2 dB Welligkeit und −3 dB für Filter mit 3 dB Welligkeit.

(B) Werte der Abschnitte.

Bild 4-7. Tiefpaß-Filter vierter Ordnung.



(A) Filterkurven

Ein Filter 5. Ordnung benötigt zwei kaskadierte Abschnitte 2. Ordnung, kaskadiert mit einem einzelnen Abschnitt 1. Ordnung. Sein endgültiger Abfall beträgt −30 dB/Oktave.

Für eine Grenzfrequenz (−3 dB) von f lauten die Parameter der Abschnitte:

	Erster Abschnitt 2. Ordnung		Zweiter Abschnitt 2. Ordnung		Abschnitt 1. Ordnung
Filter-Type	Frequenz	Dämpfung	Frequenz	Dämpfung	Frequenz
Beste Verzög.	1.613f	1.775	1.819f	1.091	1.557f
Kompromiß	1.270f	1.695	1.348f	0.821	1.248f
Flachste Amplit.	1.000f	1.618	1.000f	0.618	1.000f
Leichte Wellig.	0.796f	1.074	0.980f	0.334	0.529f
1 dB Welligkeit	0.634f	0.714	0.961f	0.180	0.280f
2 dB Welligkeit	0.624f	0.578	0.964f	0.142	0.223f
3 dB Welligkeit	0.614f	0.468	0.967f	0.113	0.178f

Die Null-Frequenz-Abschwächung ist 0 dB für alle Filter-Typen.

(B) Werte der Abschnitte.

Bild 4-8. Tiefpaß-Filter fünfter Ordnung.

Filter mit flachstem Amplitudengang – Dies ist das *Butterworth*-Filter und besitzt den flachsten Durchlaß-Bereich, kombiniert mit einem mäßig steilen anfänglichen Abfall und annehmbarem Überschwingen. Das Überschwingverhalten ist in Bild 4-10 gezeigt. *Das Butterworth-Filter ist in den meisten Fällen die beste Wahl.* Es besitzt auch eine Kennlinie, die alle kaskadierten Abschnitte auf dieselbe Frequenz bringt, wodurch eine Spannungssteuerung und andere Abstimmverfahren für größere Bereiche etwas einfacher werden.

Filter mit leichter Welligkeit – Dieses ist das erste der *Tschebyscheff*-Filter. Es besitzt eine leichte Welligkeit im Durchlaß-Bereich, einen steilen anfänglichen Abfall und ein Einschwingverhalten, nur wenig schlechter als das Filter mit flachster Amplitude (Butterworth-Filter). Die Welligkeit hängt von der Ordnung ab und variiert von 0.3 dB für ein Filter zweiter Ordnung herab bis 0.1 dB für ein Filter sechster Ordnung.

Filter mit 1 dB-Welligkeit – Dies ist ein weiteres Tschebyscheff-Filter. Es besitzt eine Welligkeit von 1 dB im Durchlaß-Bereich. Die Spitzen und Senken der Wellen besitzen eine konstante Amplitude, ihre Anzahl steigt jedoch mit zunehmender Ordnung. Ihre Abstände werden in der Nähe der Grenzfrequenz kleiner, besonders wenn ein logarithmischer Frequenzmaßstab verwendet wird.

Filter mit 2 dB-Welligkeit – Ein weiteres Tschebyscheff-Filter. Die 2 dB-Welligkeit ergibt einen steileren anfänglichen Abfall und ständig ein schlechteres Einschwing- und Überschwingverhalten.

Filter mit 3 dB-Welligkeit – Dieses letzte Tschebyscheff-Filter bietet den steilsten anfänglichen Abfall, den man bei einem Filter mit noch annehmbaren Höckern im Durchlaß-Bereich und kontinuierlich ansteigender Abschwächung im Sperr-Bereich erzielen kann.

Im allgemeinen werden die Dämpfungswerte der individuellen Abschnitte kleiner und kleiner, wenn Sie vom Filter mit bester Zeitverzögerung zum Tschebyscheff-Filter mit 3 dB-Welligkeit übergehen. Dies bedeutet, daß die Abschnitte etwas schwieriger aufzubauen und kritischer in den Toleranzen werden, wenn Sie in Richtung auf das Tschebyscheff-Ende der möglichen Filterformen gehen, wobei das Filter mit 3 dB-Welligkeit die kritischste der sieben Möglichkeiten ist.

In den Diagrammen werden nur die Filter mit dem flachsten Amplitudengang und mit der 3 dB-Welligkeit gezeigt. Das Kompromiß-Filter und das Filter mit der besten Zeitverzögerung werden etwas mehr Neigung im Durchlaß-Bereich haben, als das Filter mit dem flachsten Amplitudengang, beide besitzen jedoch keine Welligkeit. Der Durchlaß-Bereich mit leichter Welligkeit und mit der 1 dB- und 2 dB-Welligkeit wird zwischen die beiden gezeigten Kurven fallen. Alle Filter haben eine Amplitude mit 3 dB unter ihrem Spitzenwert bei der Grenzfrequenz f = 1.

Beachten Sie, daß der Amplitudengang bei der "Gleichspannung" oder sehr niedrigen Frequenzen von der Ordnung und der Form abhängt. Für alle Filter mit ungerader Ordnung und für alle Filter mit gerader Ordnung

ohne Welligkeit (beste Zeitverzögerung, Kompromiß und flachster Amplitudengang) ist der "Gleichspannungs"-Wert der Filterabschwächung null Dezibel.

Für unterkritisch gedämpfte Filter mit gerader Ordnung und Welligkeit im Durchlaß-Bereich liegt die Gleichspannungs-Abschwächung in der Höhe der Wellentäler, die in den Kurven gezeigt sind. Dadurch wird die Spitzenhöhe und die –3 dB-Grenzfrequenz für einen sinnvollen Vergleich standardisiert. Eine einfache Einstellung der Verstärkung kann für eine konstante Gesamtverstärkung leicht ausgeführt werden.

Beachten Sie wiederum, daß alle Kurven gemeinsam eine –3 dB-Grenzfrequenz besitzen, die die Grenze zwischen Durchlaß- und Sperr-Bereich definiert, unabhängig von der Größe der Welligkeit oder des Betrages der Verzögerung.

EIGENSCHAFTEN VON HOCHPASS-FILTERN

Wir können ähnlich eine Familie von Hochpaß-Filterkurven erzeugen, entsprechend der Mathematik in Bild 4-11 und den zugehörigen Kurven in den Bildern 4-12 bis 4-17. Dank eines Verfahrens, genannt *mathematische Transformation mit 1/f* sind die Hochpaß-Filter einfach Spiegelbilder ihrer Tiefpaß-Gegenstücke. Ein kleiner Unterschied besteht darin, daß das Tiefpaß-Filter mit bester Verzögerung im Falle des Hochpasses besser ein *gut*

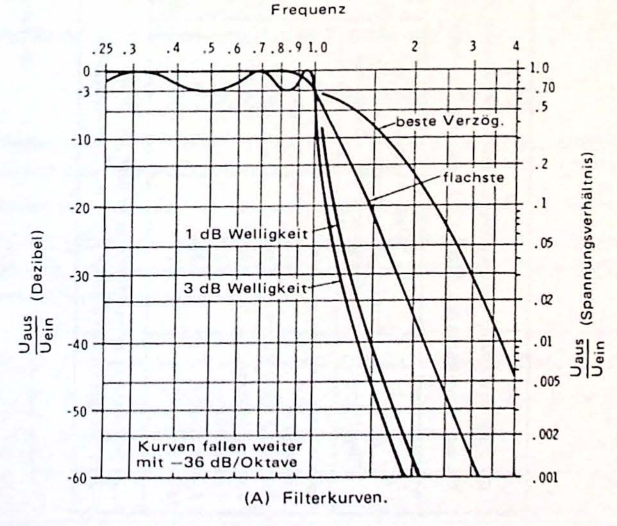


Bild 4-9. Tiefpaß-Filter sechster Ordnung.

Ein Filter 6. Ordnung benötigt drei kaskadierte Abschnitte 2. Ordnung. Sein endgültiger Abfall beträgt –36 dB/Oktave.

Für eine Grenzfrequenz (–3dB) von f lauten die Parameter der Abschnitte 2. Ordnung:

Filter-Type	Erster Abschnitt		Zweiter Abschnitt		Dritter Abschnitt	
	Frequenz	Dämpfung	Frequenz	Dämpfung	Frequenz	Dämpfung
Beste Verzögerung	1.609f	1.959	1.694f	1.636	1.910f	0.977
Kompromiß	1.268f	1.945	1.301f	1.521	1.382f	0.711
Flachste Amplitude	1.000f	1.932	1.000f	1.414	1.000f	0.518
Leichte Welligkeit	0.589f	1.593	0.856f	0.802	.988f	0.254
1 dB Welligkeit	0.347f	1.314	0.733f	0.455	.977f	0.125
2 dB Welligkeit	0.321f	1.121	0.727f	0.363	.976f	0.0989
3 dB Welligkeit	0.298f	0.958	0.722f	0.289	.975f	0.0782

Die Null-Frequenz-Abschwächung ist 0 dB für die vier ersten Filter, –1 dB für Filter mit 1 dB Welligkeit, –2 dB für Filter mit 2 dB Welligkeit und –3 dB für Filter mit 3 dB Welligkeit.

(B) Werte der Abschnitte.

Bild 4-9 – Fortsetzung.

Ordnung	Überschwingen
2	5%
3	9%
4	11%
5	13%
6	15%

Bild 4-10. Angenähertes Überschwingen von Butterworth-Tiefpaß-Filtern (flachste Amplitude) nach einer plötzlichen Änderung der Eingangs-Spannung.

MATHEMATIK

Hochpaß-Filterkurven

Die Analyse der Hochpaß-Kurve kann so wie die Tiefpaß-Analyse von Bild 4-3 geschehen, z.B. beginnend mit einem Polynom wie

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{S^5}{S^5 + aS^4 + bS^3 + cS^2 + jS + 1}$$

und *Zerlegen* in Abschnitte 1. und 2. Ordnung:

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{S^2}{S^2 + vS + w} \times \frac{S^2}{S^2 + xS + y} \times \frac{S}{S + z}$$

Wieder wird a, b, c und d mit v, w, x, y und z verknüpft, ausmultipliziert und die simultanen Gleichungen gelöst.

Wesentlich einfacher ist es, wenn man $S' = \frac{1}{S}$ oder $f' = \frac{1}{f}$ setzt, um die Tiefpaß-Kurve "umzudrehen". Dies wird *Frequenz-Transformation* genannt und geschieht einfach durch Spiegelung der Tiefpaß-Kurven und Entwurfs-Frequenzen.

Um eine zu einer Hochpaß-Kurve äquivalente Tiefpaß-Kurve zu finden, setze $S' = \frac{1}{S}$, $\omega' = \frac{1}{\omega}$ oder $f' = \frac{1}{f}$ im entsprechenden Ausdruck, oder spiegele grafisch.

Bild 4-11.



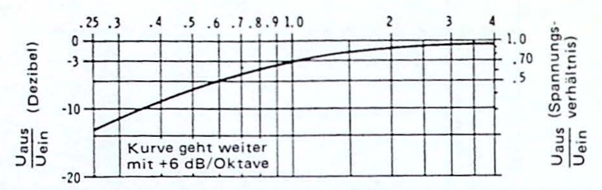
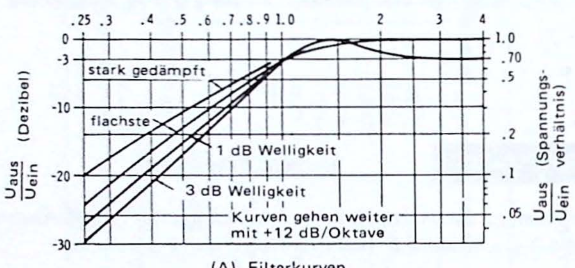


Bild 4-12. Hochpaß-Filterkurve erster Ordnung.





(A) Filterkurven.

Ein Filter 2. Ordnung wird mit einem einzelnen Abschnitt 2. Ordnung aufgebaut. Seine endgültige Abschwächung beträgt +12 dB/Oktave.

Für eine Grenzfrequenz (–3 dB) von f lauten die Parameter des Abschnittes:

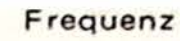
Filter-Type	Abschnitt 2. Ordnung.	
	Frequenz	Dämpfung
Beste Verzögerung	0.785f	1.732
Kompromiß	0.887f	1.564
Flachste Amplitude	1.000f	1.414
Leichte Welligkeit	1.076f	1.216
1 dB Welligkeit	1.159f	1.045
2 dB Welligkeit	1.174f	0.895
3 dB Welligkeit	1.189f	0.767

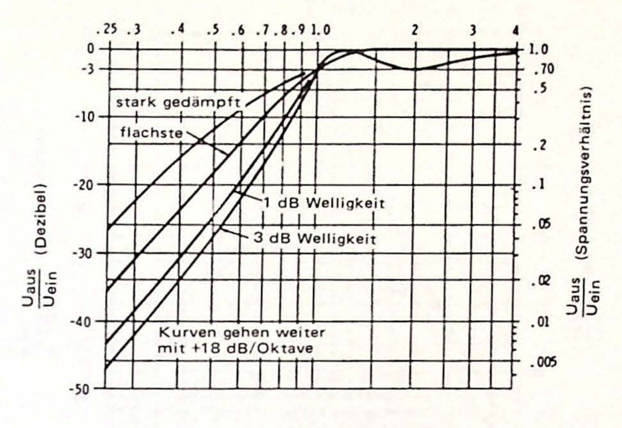
Die Abschwächung für sehr hohe Frequenzen ist 0 dB für die ersten vier Filter-Typen, –1 dB für Filter mit 1 dB Welligkeit, –2dB für Filter mit 2 dB Welligkeit und –3 dB für Filter mit 3 dB Welligkeit.

ANMERKUNG – Die Werte dieser Tabelle sind NUR für Filter 2. Ordnung gültig. Siehe andere Tabellen für geeignete Werte beim Kaskadieren von Abschnitten.

(B) Werte des Abschnittes.

Bild 4-13. Hochpaß-Filter zweiter Ordnung.





(A) Filterkurven.

Ein Filter 3. Ordnung benötigt einen kaskadierten Abschnitt 1. und 2. Ordnung. Seine endgültige Abschwächung beträgt +18 dB/Oktave.

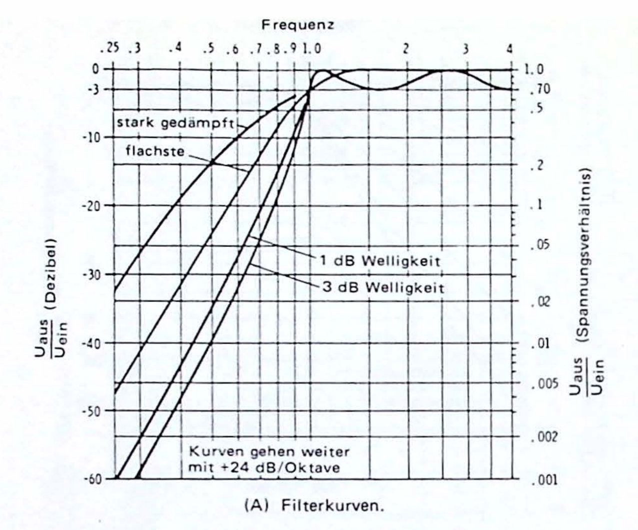
Für eine Grenzfrequenz (−3 dB) von f lauten die Werte der Abschnitte:

Filter-Type	Abschnitt 2. Ordnung		Abschnitt 1. Ordnung
	Frequenz	Dämpfung	Frequenz
Beste Verzögerung	0.688f	1.447	0.753f
Kompromiß	0.829f	1.203	0.868f
Flachste Amplitude	1.000f	1.000	1.000f
Leichte Welligkeit	1.048f	0.704	1.488f
1 dB Welligkeit	1.098f	0.496	2.212f
2 dB Welligkeit	1.095f	0.402	3.105f
3 dB Welligkeit	1.092f	0.326	3.344f

Die Abschwächung für sehr hohe Frequenzen ist 0 dB für alle Filter-Typen.

(B) Werte der Abschnitte.

Bild 4-14. Hochpaß-Filter dritter Ordnung.



(A) Filterkurven.

Ein Filter 4. Ordnung benötigt zwei kaskadierte Abschnitte 2. Ordnung. Seine endgültige Abschwächung beträgt +24 dB/Oktave.

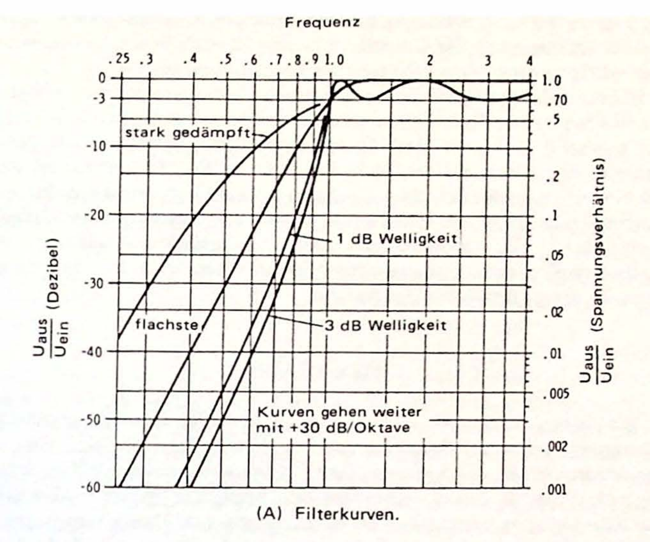
Für eine Grenzfrequenz (−3 dB) von f lauten die Parameter der Abschnitte:

Filter-Type	Erster Abschnitt		Zweiter Abschnitt	
	Frequenz	Dämpfung	Frequenz	Dämpfung
Beste Verzögerung	0.696f	1.916	0.621f	1.241
Kompromiß	0.834f	1.881	0.788f	0.949
Flachste Amplitude	1.000f	1.848	1.000f	0.765
Leichte Welligkeit	1.410f	1.534	1.029f	0.463
1 dB Welligkeit	1.992f	1.275	1.060f	0.281
2 dB Welligkeit	2.146f	1.088	1.057f	0.224
3 dB Welligkeit	2.257f	0.929	1.053f	0.179

Die Abschwächung für sehr hohe Frequenzen ist 0 dB für die vier ersten Filter-Typen, −1 dB für Filter mit 1 dB Welligkeit, −2 dB für Filter mit 2 dB Welligkeit und −3 dB für Filter mit 3 dB Welligkeit.

(B) Werte der Abschnitte.

Bild 4-15. Hochpaß-Filter vierter Ordnung.



(A) Filterkurven.

Ein Filter 5. Ordnung benötigt zwei kaskadierte Abschnitte 2. Ordnung mit einem einzelnen Abschnitt 1. Ordnung. Seine endgültige Abschwächung beträgt +30 dB pro Oktave,

Für eine Grenzfrequenz (− 3 dB) von f lauten die Parameter der Abschnitte:

Filter-Type	Erster Abschnitt 2. Ordnung		Zweiter Abschnitt 2. Ordnung		Abschnitt 1. Ordnung
	Frequenz	Dämpfung	Frequenz	Dämpfung	Frequenz
Beste Verzög.	0.620f	1.775	0.550f	1.091	0.642f
Kompromiß	0.787f	1.695	0.742f	0.821	0.801f
Flachste Ampl.	1.000f	1.618	1.000f	0.618	1.000f
Leichte Wellig.	1.256f	1.074	1.020f	0.334	1.890f
1 dB Welligkeit	1.577f	0.714	1.041f	0.180	3.571f
2 dB Welligkeit	1.603f	0.578	1.037f	0.142	4.484f
3 dB Welligkeit	1.629f	0.468	1.034f	0.113	5.618f

Die Abschwächung für sehr hohe Frequenzen ist 0 dB für allle Filter-Typen.

(B) Werte der Abschnitte.

Bild 4-16. Hochpaß-Filter fünfter Ordnung.

gedämpftes Filter genannt wird. Mit Ausnahme dieses kleinen semantischen Details, sind die Kurven einfach spiegelbildlich zueinander, und man erhält sie durch eine 1/f-Frequenz-Transformation.

Während die gezeigten Hochpaß-Kurven theoretisch bis zu unbegrenzt hohen Frequenzen flach verlaufen, scheinen die tatsächlichen Schaltungen von Kapitel 8 auch eine obere Grenzfrequenz zu besitzen. Genau genommen gibt es gar kein aktives Hochpaß-Filter. In Wirklichkeit haben wir es mit einem Bandpaß-Filter zu tun, dessen untere Grenzfrequenz durch das entsprechende Hochpaß-Filter gegeben ist, und dessen obere Grenzfrequenz durch den verwendeten Operationsverstärker bestimmt wird. Normalerweise legt man diese obere Grenzfrequenz so hoch, daß sie weit oberhalb der zu filternden Signale liegt.

WIE GENAU?

Wie genau müssen wir diese Kurven an die realen Dämpfungs- und Frequenzwerte anpassen, die wir von aktiven Abschnitten erhalten? Dies wird das *Sensitivitäts*-Problem genannt und führt rasch zu einer reichlich schwierigen Mathematik. Ein einfacher und sehr nützlicher Weg zum Abschätzen der erforderlichen Genauigkeit für die Frequenz- und Dämpfungswerte kaskadierter Abschnitte besteht darin, anzunehmen, daß eine 1 dB-Änderung in der ungünstigsten Lage des sensitivsten Abschnittes eine obere Grenze für eine noch zulässige Kurvenvariation bedeutet. Wir sorgen dann dafür, daß die übrigen Abschnitte ebenfalls diese Forderung erfüllen.

Die zugehörige Mathematik ist in Bild 4-18 dargestellt, und die wichtigsten Resultate, aufgerundet auf handelsübliche Toleranzwerte, sind in Bild 4-19 zu sehen.

Diese Ergebnisse besagen, daß für die Dämpfung eine Genauigkeit von 10% gut genug für alle Filter dieses Kapitels ist, während Genauigkeiten von 10% abwärts bis 1% erforderlich sind, wenn die Frequenz jedes Abschnittes eingestellt wird. Für die meisten der gezeigten Schaltungen genügt eine Toleranz von 5%.

Häufig verwendet eine aktive Filterschaltung zur Bestimmung der Frequenz zwei Kondensatoren oder zwei Widerstände zusammen. Dadurch können wir eine Sollgenauigkeit von 1% der Frequenz mit Bauteilen erreichen, die etwa 2% genau sind. Es zeigt sich, daß die Mehrzahl der aktiven Filter mit Bauteilen mit 5% Genauigkeit aufgebaut werden können, außer bei speziellen oder sehr kritischen Anforderungen.

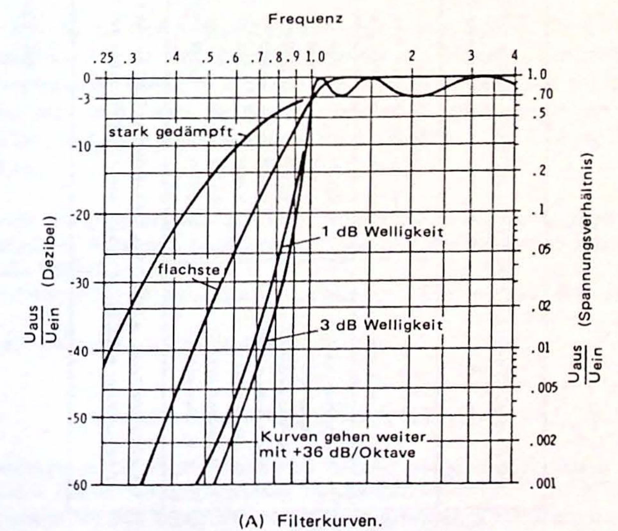
Andererseits dürfen wir nicht nachlässig sein oder vollständig außerhalb der Toleranzen liegen. Die Filter sechster Ordnung haben sehr niedrige Dämpfungswerte von ca. 0.07. Diese Filterkurve allein hat eine Spitze von etwa 24 dB. Legen Sie diese Spitze an einen falschen Platz, werden Sie zwangsläufig eine völlig falsche Kurve erhalten. Die praktischen Grenzen bestehen darin, daß Sie für eine Filteraufgabe möglichst genaue Bauteile verwenden müssen. Derartige Dinge, wie gekoppelte Potentiometer mit

niedrigen Toleranzen für Abstimmung über große Bereiche sollten vermieden werden (siehe Kapitel 9), ebenso individuelle Abstimm- oder Dämpfungs-Einstellungen für einen zu großen Bereich.

VERWENDUNG DER KURVEN

Die Daten dieses Kapitels sind folgendermaßen zu verwenden:

1. Ausgehend von Ihrer Filter-Aufgabe legen Sie die Grenzfrequenz und die zulässige Filterkurve fest. Dann wählen Sie ferner einige Kriterien für die Kurvenform, die Sie erzielen möchten, etwa eine bestimmte Frequenz, einen bestimmten Betrag oberhalb der Grenzfrequenz, der um eine bestimmte Anzahl von dB abgeschwächt werden soll.
2. Gehen Sie die Filterkurven durch und stellen Sie fest, welche Möglichkeiten Sie haben. *Versuchen Sie immer zuerst ein Filter mit möglichst flachem Amplitudenverlauf.* Erinnern Sie sich daran, daß Filter mit einer geringeren Dämpfung anfänglich rascher abfallen als jene mit flachstem Amplitudenverlauf, jedoch eine Welligkeit im Durchlaß-Bereich und ein schlechteres Einschwing-Verhalten haben werden. Filter mit einer stärkeren Dämpfung als jene mit flachstem Amplitudenverlauf, werden ein gutes bis ausgezeichnetes Einschwingverhalten besitzen, jedoch einen stark abfallenden Durchlaß-Bereich und einen schlechten anfänglichen Abfall aufweisen



(A) Filterkurven.

Bild 4-17. Hochpaß-Filter sechster Ordnung.

Ein Filter 6. Ordnung benötigt drei kaskadierte Abschnitte 2. Ordnung. Seine endgültige Abschwächung beträgt +36 dB/Oktave.

Für eine Grenzfrequenz (—3 dB) von f lauten die Parameter der Abschnitte 2. Ordnung:

Filter-Type	Erster Abschnitt		Zweiter Abschnitt		Dritter Abschnitt	
	Frequenz	Dämpfung	Frequenz	Dämpfung	Frequenz	Dämpfung
Beste Verzögerung	0.621f	1.959	0.590f	1.636	0.524f	0.977
Kompromiß	0.788f	1.945	0.768f	1.521	0.724f	0.711
Flachste Amplitude	1.000f	1.932	1.000f	1.414	1.000f	0.518
Leichte Welligkeit	1.697f	1.593	1.168f	0.802	1.012f	0.254
1 dB Welligkeit	2.881f	1.314	1.364f	0.455	1.023f	0.125
2 dB Welligkeit	3.115f	1.121	1.375f	0.363	1.025f	0.0989
3 dB Welligkeit	3.356f	0.958	1.385f	0.289	1.026f	0.0782

Die Abschwächung für sehr hohe Frequenzen ist 0 dB für die ersten vier Filter-Typen, —1 dB für Filter mit 1 dB Welligkeit, —2 dB für Filter mit 2 dB Welligkeit und —3 dB für Filter mit 3 dB Welligkeit.

(B) Werte der Abschnitte.

Bild 4-17 — Fortsetzung.

Das Bestimmen der für Frequenz- und Dämpfungswerte jedes Abschnittes erforderlichen Genauigkeit kann sehr kompliziert und mühsam sein. Dies kann wesentlich vereinfacht werden, indem man annimmt, daß eine 1 dB-Änderung bei dem am wenigsten gedämpften Abschnitt (niedrigstes d) eine äußerste annehmbare Grenze ist, und dann diese Toleranzgrenze auf die anderen Abschnitte überträgt.

Diese 1 dB-Verschiebung kann beim Spitzenwert der Kurve berechnet werden, da sie sich gewöhnlich an diesem Punkt am stärksten auswirken wird. Der Amplitudengang eines Abschnittes 2. Ordnung ist

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = 20 \log_{10} [\omega^4 + (d^2 - 2)\omega^2 + 1]^{1/2}$$

und die Spitzen-Frequenz ($d<1.41$) ist

$$\omega_{max} = \sqrt{1 - \frac{d^2}{2}}$$

und die Spitzen-Amplitude ist

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = 20 \log_{10} \left[\frac{d\sqrt{4 - d^2}}{2} \right]$$

Aus den Bildern 3-16 und 4-3 können wir dann niedrige Werte von d auswählen und sie unabhängig in Frequenz und Dämpfung verschieben, um einen 1 dB-Fehler zu erzeugen. Diese Werte werden dann auf minimale d-Werte bezogen, die für einen gegebenen Kurvenverlauf benötigt werden, und abgerundet, wodurch sich die Tabelle in Bild 4-19 ergibt.

Bild 4-18.

3. Lesen Sie die Frequenz- und Dämpfungswerte ab, die Sie für jeden kaskadierten Abschnitt benötigen und skalieren Sie diesen auf Ihre spezielle Grenzfrequenz.
4. Bestimmen Sie die benötigte Genauigkeit und Toleranz aus Bild 4-19.

Mehrere Beispiele sind in Bild 4-20 zu finden.

WAS KÖNNEN WIR BESSER MACHEN?

Neulinge in der Filterentwicklung können einige dieser Kurven enttäuschend finden. Können wir etwas verbessern?

Erinnern Sie sich daran, daß bei jeder der gezeigten Schaltungen *irgendetwas* optimiert wird. Das Filter mit der besten Verzögerung ist das beste,

das Sie wahrscheinlich bauen können. Das Filter mit dem flachsten Amplitudenverlauf ist in der Tat das flachste. Das Filter mit 3 dB-Welligkeit fällt so rasch wie nur irgend möglich ab, mit kontinuierlich zunehmender Abschwächung bei zunehmender (oder abnehmender) Frequenz. *Jede dieser Kurven ist der bestmöglichste Entwurf, den Sie beim Arbeiten mit Filtern für bestimmte Eigenschaften derselben erzielen können.*

Drei zusätzliche Dinge können Sie machen, falls die Kurven dieses Kapitels nicht ausreichen sollten.

Erhöhen Sie die Ordnung – Filter höherer Ordnung bieten bessere Kurven, benötigen jedoch mehr Bauteile, engere Toleranzen und im allgemeinen niedrigere Dämpfungswerte. Die Werte der Parameter können experimentell ermittelt werden, oder durch Studium fortschrittlicher Filtertheorien.

Gehen Sie zu elliptischen Filtern über – Es handelt sich um eine bestimmte Art von Filtern, die Welligkeit sowohl im Sperr-Bereich wie im Durchlaß-Bereich besitzen und den schnellsten Abfall der Filterkurve liefern, sowie Nullstellen außerhalb des Durchlaß-Bereiches enthalten – das Einschwing- und Überschwing-Verhalten ist jedoch relativ schlecht und Frequenzen weit innerhalb des Sperr-Bereiches werden nicht sehr stark abgeschwächt. Details über diese Art von Filtern sind in Kapitel 9 zu finden. Die Schaltungen sind relativ komplex.

Überlegen Sie Alternativen – Wenn die Forderungen Ihrer Schaltungen mit den Kurven dieses Kapitels nicht befriedigt werden können, so besteht die Möglichkeit, daß Ihre Spezifikationen zu streng oder sonstwie unrealistisch sind. Die überwiegende Mehrzahl von praktischen Filterproblemen kann mit den Schaltungen dieses Buches bewältigt werden. Reicht es trotzdem nicht, überlegen Sie sich alternative Verfahren, wie digitale Filter, Seitenband- oder Multiplier-Modulations-Verfahren oder PLL (Phase-Locked-Loop)-Schaltungen.

Filter-Type	Ordnung				
	2	3	4	5	6
Beste Verzög. (TP) Stark gedämpft (HP)	±10%	±10%	±10%	±10%	±10%
Kompromiß	±10%	±10%	±10%	±10%	±10%
Flachste Amplitude	±10%	±10%	±10%	±10%	±10%
Leichte Welligkeit	±10%	±10%	±10%	±10%	± 5%
1 dB Welligkeit	±10%	±10%	± 5%	± 5%	± 2%
2 dB Welligkeit	±10%	± 5%	± 5%	± 2%	± 2%
3 dB Welligkeit	±10%	± 5%	± 2%	± 2%	± 1%
Genauigkeit der Dämpfung für jede Ordnung und jedes Filter – ±10%					

Bild 4-19. Erforderliche Genauigkeit für Tiefpaß- oder Hochpaß-Filter.

Verwendung der Kurven

A. Ein Tiefpaß-Filter soll seine Grenzfrequenz bei 1 kHz haben und alle Frequenzen oberhalb 2 kHz um wenigstens 24 dB abschwächen. Welcher Filtertyp kann diese Forderungen erfüllen?

Keines der Filter 1. oder 2. Ordnung bietet genügend Abschwächung. Tiefpaß-Strukturen 3. Ordnung mit 1, 2 oder 3 dB Welligkeit werden die Aufgabe erfüllen. Ein Filter 4. Ordnung mit maximal flacher Amplitude wird gerade ausreichen, während ein Filter 4. Ordnung mit leichter Welligkeit einen entsprechenden Sicherheitsspielraum besitzt. Auch bei 6. Ordnung kann ein Filter mit bester Verzögerung nicht derartig starke Abschwächung liefern. Die beste Wahl ist wahrscheinlich das Filter 4. Ordnung mit flachster Amplitude.

B. Ein Hochpaß-Filter 4. Ordnung mit 3 dB Welligkeit hat seine Grenzfrequenz bei 200 Hz. Wie wird die Kurve bei 1000, 400, 200, 100 und 20 Hz verlaufen?

Da 200 Hz die Grenzfrequenz ist, stellt dies definitionsgemäß den –3 dB-Punkt dar. 400 Hz ist die doppelte Grenzfrequenz, wegen 400/200 = 2. Aus Bild 4-15A bedeutet dies auf der Kurve –2 dB und liegt natürlich innerhalb des Durchlaß-Bereiches. 1000 Hz ist 5 mal die Grenzfrequenz (1000/200 = 5). Dieser Punkt ist aus dem Diagramm nicht mehr zu entnehmen, liegt jedoch in der Nähe des –3 dB-Punktes "für sehr hohe Frequenzen". Bei 100 Hz ist die Frequenz 0.5 mal (100/200 = 0.5) die Grenzfrequenz, und die aus Bild 4-15A entnommene Abschwächung wird –39 dB betragen. 20 Hz ist nur 0.1 mal die Grenzfrequenz und liegt wieder außerhalb des Diagrammes. Die Abschwächung liegt gut unter –60 dB.

Wenn wir einen genauen Wert für 20 Hz wollen, können wir die Abschwächung für 2 Oktaven unterhalb der Grenzfrequenz, nämlich 80 Hz, aus dem Diagramm entnehmen. 80 Hz ist gleich 80/200 mal die Grenzfrequenz und die Abschwächung bei der 0.4-fachen Frequenz beträgt –47 dB. Da die Kurve mit –24 dB pro Oktave weiterfällt und da zwischen 20 und 80 Hz zwei Oktaven liegen, wäre die Abschwächung bei 20 Hz theoretisch 47 + 24 + 24 = 95 dB. In der Praxis sind Abschwächungen größer als 60 dB durch Streufelder in der Schaltung, Koppeleffekte, etc. schwer zu erreichen. Sehr hohe Werte für die Abschwächung und Signalunterdrückung sind nur bei sehr sorgfältigem Schaltungsaufbau und bei Verwendung von Schaltungen mit extremen Dynamik-Bereichen zu erzielen.

C. Es ist ein Tiefpaß-Filter 3. Ordnung mit 1 dB Welligkeit und 350 Hz Grenzfrequenz aufzubauen. Welches sind die Dämpfungs- und Frequenzwerte der kaskadierten Abschnitte? Wie genau müssen diese sein?

Aus Bild 4-6B ersehen wir, daß wir zwei Abschnitte benötigen, einen erster Ordnung und einen zweiter Ordnung. Die Grenzfrequenz des Abschnittes 1. Ordnung muß 0.452 mal die Entwurfsfrequenz, oder 0.452 x 350 = 158 Hz, betragen. Die Grenzfrequenz des Abschnittes 2. Ordnung muß 0.911 mal die Grenzfrequenz, oder 319 Hz sein, während die Dämpfung direkt mit 0.496 abgelesen werden kann.

Aus Bild 4-19 sollte eine Genauigkeit von 10% für die Dämpfung, und 10% für die Frequenz ausreichen.

Diese Werte können dann mit Kapitel 6 für den tatsächlichen Aufbau des Filters verwendet werden.

Bild 4-20.

KAPITEL 5

Bandpaß-Filterkurven

In diesem Kapitel werden Sie herausfinden, wie die Kurvenform eines Bandpaß-Filters aussieht und wie die Mittenfrequenz, das Q und die Frequenz-Versetzung kaskadierter Filterabschnitte zu wählen ist.

Die von uns verwendete Technik wird *kaskadierte Pol-Synthese* genannt. Hierbei kaskadieren Sie einfach ein, zwei oder drei aktive Bandpaß-Schaltungen zweiter Ordnung, um eine Gesamtkurve zweiter, vierter oder sechster Ordnung zu erhalten. Durch sorgfältige Auswahl des Betrages der Frequenz-Versetzung (staggering) und des Q der verschiedenen Abschnitte, können Sie eine große Anzahl gewünschter Formfaktoren erzielen. Die Vorteile dieses Verfahrens bestehen darin, daß es extrem einfach anzuwenden ist, keine höhere Mathematik benötigt und die gesamte Filterkurve vollständig spezifiziert, sowohl im Durchlaß-Bereich wie in den *gesamten* Sperr-Bereichen.

Wir wollen unsere Entwicklungen auf die fünf populärsten Filterformen beschränken: *maximale Spitzigkeit, flachste Amplitude* und Formen mit 1, 2 oder 3 dB-Welligkeit im Durchlaß-Bereich.

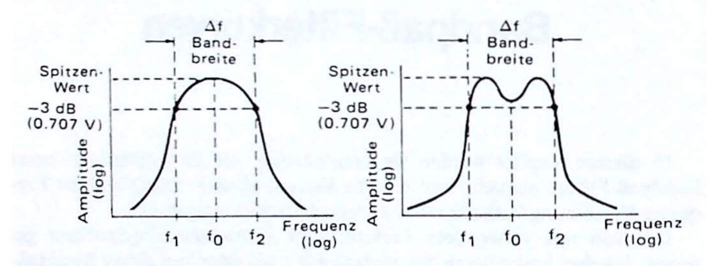
EINIGE AUSDRÜCKE

Bild 5-1 zeigt einige typische Bandpaß-Filterformen. Die Bandpaß-Form liefert eine hohe Abschwächung bei sehr niedrigen und sehr hohen Frequenzen, und sehr viel weniger Abschwächung in einem Band mittlerer Frequenzen. Die tatsächlichen Werte der Abschwächung hängen von der Komplexität (Ordnung) des Filters, Glätte des Durchlaß-Bereiches (relatives Q oder Dämpfung) und der dem Filter zugewiesenen Verstärkung oder Abschwächung ab.

Ein Bandpaß-Filter wird verwendet, wenn wir ein schmales Signalband hervorheben oder durchlassen wollen, während höher- oder niederfrequentes Rauschen oder Störsignale abgeschwächt oder zurückgehalten werden.

Die *Bandbreite* des Filters ist definiert als die Differenz zwischen den oberen und unteren Punkten, bei denen die Filterkurve *endgültig* auf 3 dB unter ihren Spitzenwert, auf dem Weg aus dem Durchlaß-Bereich heraus, abfällt. Unsere Definition der Bandbreite bezieht sich *immer* auf 3 dB unter dem Spitzenwert, auch wenn es irgendeinen anderen Betrag der Welligkeit im Durchlaß-Bereich gibt.

Die *Mittenfrequenz* des Filters ist der *geometrische Mittelwert* der oberen und unteren 3 dB-*Grenzfrequenzen* (Bild 5-1). Manchmal wird die



f_1 = untere −3 dB-Grenzfrequenz
f_0 = Mittenfrequenz (geometrisches Mittel)
f_2 = obere −3 dB-Grenzfrequenz
Δf = Bandbreite

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \qquad \Delta f = f_2 - f_1$$

$$\text{Normierte Bandbreite} = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = \frac{f_2 - f_1}{\sqrt{f_2 f_1}}$$

$$\text{Prozentuale Bandbreite} = 100 \times \frac{f_2 - f_1}{\sqrt{f_2 f_1}}$$

Bild 5-1. Bandpaß-Filterkurven und Terminologie.

Mittenfrequenz eines einpoligen Bandpaß-Filters die *Resonanz-Frequenz* genannt. Beachten Sie, daß die Mittenfrequenz *niemals* bei der "Hälfte der Differenz" zwischen der oberen und unteren Grenzfrequenz liegt. Sie ist *immer* die Quadratwurzel des Produktes der oberen und unteren Grenzfrequenz.

Im allgemeinen legen wir die Mittenfrequenz auf 1 fest. Sobald die Analyse und der Entwurf abgeschlossen sind, können die Bauteilewerte nach Bedarf skaliert werden, um jede gewünschte Mittenfrequenz zu erhalten.

Die *normierte Bandbreite* und die *prozentuale Bandbreite* sind zwei verschiedene Arten, das Verhältnis der Bandbreite zur Mittenfrequenz auszu-

drücken, wie in den Formeln in Bild 5-1 zu sehen ist. Die prozentuale Bandbreite ist immer 100 mal größer als die normierte Bandbreite. Jede der beiden Möglichkeiten ist bei der Lösung eines speziellen Filterproblems nützlich.

Nehmen wir zum Beispiel an, daß wir ein Filter mit einer oberen Grenzfrequenz von 1200 Hz und einer unteren Grenzfrequenz von 800 Hz haben. Die Mittenfrequenz wird dann 1000 Hz sein, richtig? *Falsch!* Die Mittenfrequenz ist das geometrische Mittel der oberen und unteren Grenzfrequenz, oder 980 Hz. Die Bandbreite ist einfach die Differenz zwischen der oberen und unteren Grenzfrequenz, oder 400 Hz. Die normierte Bandbreite wird das Verhältnis zwischen der Bandbreite und der Mittenfrequenz sein, d.h. 400/980, oder 0.41. Die prozentuale Bandbreite ist das 100fache, oder 41% hiervon.

Wir können leicht eine prozentuale Bandbreite von weit über 100% haben, obwohl bei zahlreichen Filterproblemen gewöhnlich nur prozentuale Bandbreiten unter 50% vorkommen. Beispielsweise wird ein Bandpaß-Filter für Sprachfrequenzen von 300 bis 3000 Hz eine prozentuale Bandbreite von 285% besitzen.

AUSWAHL EINES VERFAHRENS

Die normierte Bandbreite ist der entscheidende Faktor bei der Auswahl des besten Filters für eine spezielle Aufgabe. Wenn die normierte Bandbreite sehr groß ist, so bauen Sie nicht ein "wirkliches" Bandpaß-Filter auf. Stattdessen erhalten Sie den Durchlaß-Bereich durch Überlappung eines Hochpaß und eines Tiefpaß-Filters. Unser Beispiel für das Sprachfrequenz-Filter mit 300 bis 3000 Hz könnte am besten durch Kaskadieren von Hochpaß- und Tiefpaß-Abschnitten realisiert werden. Andererseits könnte ein Modem-Datenfilter 900 bis 1300 Hz umfassen. Es besitzt eine prozentuale Bandbreite von 37% und wird am besten mit den "echten" Bandpaß-Techniken dieses Kapitels und Kapitel 7 aufgebaut.

Die Grenze für diese Entscheidung liegt bei etwa 80 bis 100% Bandbreite. Bei größeren Bandbreiten als diesen, werden Sie bessere Eigenschaften

Wenn die prozentuale Bandbreite kleiner als 80 bis 100% ist, verwenden Sie die "echten" Bandpaß-Verfahren von Kapitel 5 und 7.

Wenn die prozentuale Bandbreite größer als 80 bis 100% ist, nehmen Sie kaskadierte überlappende Hochpaß- und Tiefpaß-Filter unter Verwendung der Verfahren der Kapitel 4, 6 und 8.

Bild 5-2. Auswahl eines Bandpaß-Entwicklungsverfahrens.

und einfachere Entwicklung mit überlappenden Hochpaß- und Tiefpaß-Abschnitten erhalten, indem Sie den Verfahren der Kapitel 4, 6 und 8 folgen. Bei kleineren Bandbreiten als die oben erwähnten, sollten Sie den Verfahren dieses Kapitels und des Kapitels 7 folgen. Bild 5-2 faßt diese Regel zusammen.

KURVENFORMEN DER FILTER

Ein, zwei, drei oder mehr kaskadierte *Pole* können für das Bandpaß-Filter verwendet werden. Da jeder Pol einen aktiven Bandpaß-Abschnitt zweiter Ordnung darstellt, ist die Ordnung des Filters zweimal die Anzahl der Pole, wodurch sich Filter zweiter, vierter oder sechster Ordnung ergeben.

Bei einem einzelnen Bandpaß-Abschnitt zweiter Ordnung ist alles, was wir einstellen können, die Mittenfrequenz und die Dämpfung, oder deren Kehrwert Q. Q bestimmt direkt die Bandbreite, da 1/Q die Bandbreite eines auf Eins normierten Filters sein wird.

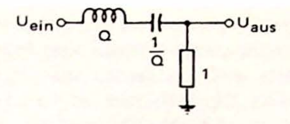
Bei zwei kaskadierten Abschnitten können wir die Resonanz-Frequenz und Q jedes Abschnittes individuell einstellen. Für eine symmetrische Kurve ist es am besten, Q für beide Abschnitte gleich groß zu machen. Wir können verschiedene Filterkurven erzeugen, indem wir die Frequenzen beider Abschnitte symmetrisch links und rechts neben der Mittenfrequenz anordnen.

Wenn wir beispielsweise beide Abschnitte auf dieselbe Frequenz legen, erhalten wir eine sehr schmale Kurve, die wir Kurve mit *maximaler Spitzigkeit* nennen können. Die Selektivität wird sehr hoch sein, jedoch besitzt der Durchlaß-Bereich eine starke Neigung.

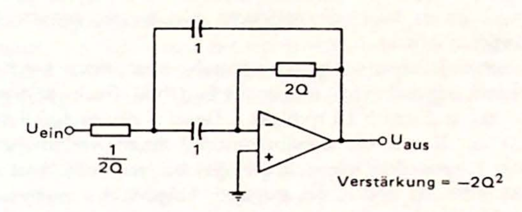
Nehmen Sie nun an, daß sich die beiden Frequenz-Pole etwas voneinander entfernen, wobei Sie aber ihr Q konstant halten. Dies geschieht durch Einführen eines Faktors a, der in der Nähe von 1 liegt. Sie *multiplizieren* eine der beiden Frequenzen mit a und *dividieren* die andere durch a, und die beiden Pole teilen sich symmetrisch links und rechts neben der Mittenfrequenz auf.

In dem Maße, in dem man den Abstand vergrößert, wird der Durchlaß-Bereich flacher und flacher, bis man eine Kurvenform erreicht, die das Filter mit der *flachsten Amplitude* genannt wird. Bei noch größerem Abstand entsteht im Durchlaß-Bereich eine Einsattelung mit einer Tiefe von 1, 2 oder 3 dB. Alle diese Möglichkeiten stellen sehr nützliche Kurvenformen dar. Wird jedoch der Abstand noch weiter vergrößert, so spaltet sich das Filter in eine Kurve mit zwei Höckern auf, für die kaum Verwendung bestehen dürfte.

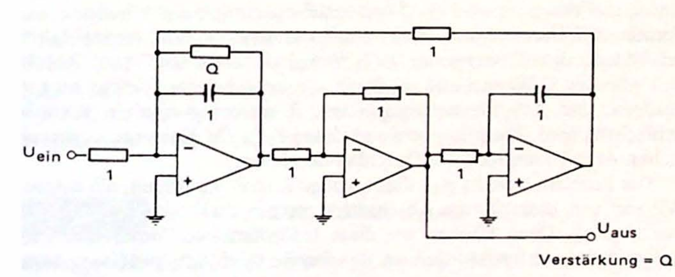
Die Einfügungsdämpfung steigt ebenfalls mit zunehmendem Abstand der Pole, aber dies kann man leicht wieder ausgleichen, wie wir in Kürze sehen werden.



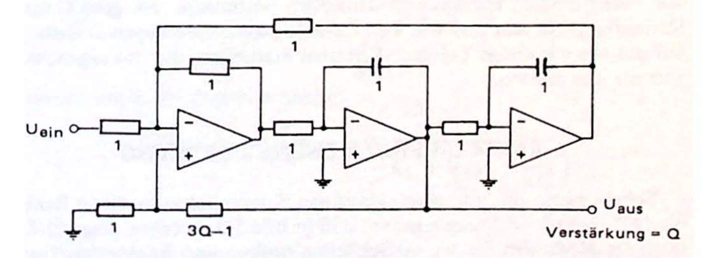
(A) Passives RLC-Filter.



(B) Filter mit Mehrfach-Rückkopplung (mittleres Q)



(C) Biquadratisches Filter (hohes Q).



(D) Universalfilter (hohes Q).

Bild 5-3. Einpolige oder aktive Bandpaß-Schaltungen zweiter Ordnung.

Wenn drei Pole oder drei kaskadierte Abschnitte verwendet werden, so haben wir zahlreiche Möglichkeiten, da wir für jeden Pol eine eigene Frequenz und ein eigenes Q nehmen, und diese auf verschiedene Weise auseinanderlegen können. Sie erhalten brauchbare Ergebnisse, wenn Sie zwei Pole beweglich machen, und den dritten auf der Mittenfrequenz lassen. Wiederum wird ein Wert a (verschieden vom Fall mit zwei Abschnitten) verwendet, um die Frequenz eines Filterabschnittes zu multiplizieren und den anderen zu dividieren. Um dem Durchlaß-Bereich eine brauchbare Form zu geben, machen wir das Q der beiden äußeren Abschnitte gleich groß und setzen das Q des mittleren Abschnittes auf die *Hälfte* des Qs eines äußeren Abschnittes.

Wiederum können wir verschiedene Kurvenformen durch Variieren von a erzeugen, beginnend mit maximaler Spitzheit, flachster Amplitude bis zu Filtern mit 1, 2 und 3 dB Welligkeit. Diesmal gibt es drei Spitzen und zwei Täler in der Kurve. Die Bandbreite wird durch Ändern von Q jedes Abschnittes eingestellt. Offensichtlich gibt es einen eindeutigen Zusammenhang zwischen Q und a, der sorgfältig eingestellt werden muß, wenn wir die gewünschte Form für verschiedene Bandbreiten erhalten wollen.

Diese 11 Kurvenformen sollten für die Mehrzahl der Anwendungen von Bandpaß-Filtern ausreichen. Für spezielle Anwendungen können Kurvenformen höherer Ordnung leicht erarbeitet werden. Wir werden dabei herausfinden, daß Filterformen mit Welligkeit dazu tendieren, Abschnitte mit höheren Q-Werten und engere Toleranzen bei der Entwicklung zu erfordern, und daß Überschwingen und Einschwingverhalten beträchtlich schlechter wird. Diese Nachteile sind der Preis für einen rascheren anfänglichen Abfall außerhalb des Durchlaß-Bereiches.

Das Problem besteht nun darin, einige Kurven zu finden, die zeigen, was wir von den kaskadierten Abschnitten mit ein, zwei oder drei Polen erwarten können. Dann können wir diese Informationen "umdrehen", so daß wir mit den Anforderungen an Bandbreite oder Abschwächung beginnen und herausfinden, wie wir diese Forderungen durch eine gegebene Anzahl von Polen erfüllen können und schließlich bestimmen, wie groß Q und die Mittenfrequenz sein und wie weit die Pole auseinanderliegen müssen. Hierauf müssen wir einige Toleranz-Kriterien erarbeiten, die uns sagen, wie genau wir sein müssen.

BANDPASS-FILTER ZWEITER ORDNUNG

Schaltungen, die uns einen einzelnen Kurvenpol oder einen Bandpaß-Verlauf zweiter Ordnung ergeben, sind in Bild 5-3 zu sehen. Kapitel 7 wird einfache Methoden für den tatsächlichen Aufbau und die Abstimmung dieser Schaltungen zeigen.

Die zum Einpol-Verlauf gehörige Mathematik ist in Bild 5-4 enthalten, und eine Kurve für einen Pol mit 10% Bandbreite (Q = 10) wird in Bild 5-5 gezeigt.

In Bild 5-5 sind einige sehr wichtige Dinge zu beachten. Zunächst ist die Kurve auf einer logarithmischen Frequenzskala symmetrisch, mit demselben Verlauf bei der Hälfte und zweimal der Mittenfrequenz, bei einem Viertel und viermal der Mittenfrequenz usw. Um symmetrische Kurven wie diese zu erhalten, müssen Sie eine logarithmische Teilung in Ihrer Zeichnung verwenden. Lineare Skalen werden das Bild unsymmetrisch machen oder verzerren.

Die Verstärkung ist bei der Mittenfrequenz am höchsten. Bei einer passiven RLC-Serien-Schaltung mit einer guten Spule wird die Eingangsspannung gleich der Ausgangsspannung bei Resonanz, und die Verstärkung 1 oder null Dezibel, sein. Bei einem aktiven Bandpaß zweiter Ordnung werden Sie sehen, daß Sie die Verstärkung beliebig hoch machen können, obwohl sich öfters zeigt, daß dies für eine bestimmte Schaltung von der Bandbreite und Q abhängig ist.

Wenn wir uns in der Frequenz nach oben oder unten von der Resonanz entfernen, wird die Einfügungs-Dämpfung immer größer. Die –3 dB-Punkte (0.707 Spannungsverhältnis), bezogen auf den Wert bei der Mittenfrequenz, werden die *Grenzfrequenzen* genannt, während die Differenz zwischen der oberen und unteren Grenzfrequenz die *Bandbreite* genannt wird.

Den Kehrwert der Bandbreite nennen wir Q. Ein Q von 85 entspricht einer normierten Bandbreite von 0.012, oder einer prozentualen Bandbreite von 1.2%. Beachten Sie, daß Q *nur* dann der Kehrwert der –3 dB-Bandbreite ist, wenn ein einziger Abschnitt verwendet wird.

Wenn wir uns weiter von der Mittenfrequenz entfernen, beginnt der Abfall der Kurve ziemlich steil, ausgedrückt als so und soviel Dezibel pro Ok-

MATHEMATIK **Ein einzelner Kurven-Pol.**

Verwenden Sie die Serien-RLC-Schaltung von Bild 5-4A für die Analyse:

Analyse des Spannungsteilers ergibt:

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{R_L}{R_L + j(X_L - X_C)} = \frac{R_L}{R_L + j\left(\omega L - \dfrac{1}{\omega C}\right)} \qquad (j = \sqrt{-1}) \quad \text{(A)}$$

Die Ergebnisse für *eine* normierte Schaltung lassen sich für *alle* möglichen Schaltungen durch Skalieren von Impedanz und Frequenz verwenden. Dazu nehmen wir folgende Bauteile-Werte:

Bild 5-4.

U_{ein} — Q (Henry) — $\frac{1}{Q}$ (FD) — $1\,\Omega$ — U_{aus}

Bei der Wahl dieser Bauteile-Werte wird $\omega = 2\pi f = 1$, da $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{Q/Q}} = 1$. Durch Einsetzen lautet der neue Ausdruck

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{1}{1 + j\left(\omega Q - \frac{Q}{\omega}\right)} = \frac{1}{1 + jQ\left(\omega - \frac{1}{\omega}\right)} = \frac{1}{1 + jQ\left[\frac{\omega^2 - 1}{\omega}\right]} \quad \text{(B)}$$

Der Verlust der Schaltung ist 1/Verstärkung oder

$$\text{Verlust} = \frac{U_{ein}}{U_{aus}} = 1 + jQ\left[\frac{\omega^2 - 1}{\omega}\right] \quad \text{(C)}$$

Dies ist eine Vektor-Größe. Der Betrag des Verlustes wird sein

$$\sqrt{(1)^2 + \left(Q\left[\frac{\omega^2 - 1}{\omega}\right]\right)^2} = \sqrt{1 + Q^2\left(\frac{\omega^2 - 1}{\omega}\right)^2} \quad \text{(D)}$$

Ausgedrückt in Dezibel beträgt der Verlust

$$\frac{U_{ein}}{U_{aus}} = 20 \log_{10} \sqrt{1 + Q^2\left(\frac{\omega^2 - 1}{\omega}\right)^2} \quad \text{(E)}$$

oder die Verstärkung ist

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = -20 \log_{10}\left[1 + Q^2\left(\frac{\omega^2 - 1}{\omega}\right)^2\right]^{1/2} \quad \text{(F)}$$

Beachten Sie, daß der Verlust ein Minimum (0 dB) bei $\omega = 1$ ist und für alle anderen Werte von ω ansteigt. Den gleichen Kurvenverlauf erhält man für jede Resonanzfrequenz durch einfache Skalierung. Daher

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = -20 \log_{10}\left[1 + Q^2\left(\frac{f^2 - 1}{f}\right)^2\right]^{1/2} \quad \text{(G)}$$

einpolige Kurve $f_0 = 1$

Den äquivalenten Ausdruck in der "S-Ebene" erhält man für $\frac{U_{aus}}{U_{ein}}$ indem man $S = j\omega$ in (B) einsetzt. Das Ergebnis ist

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \left[\frac{1}{Q}\right]\left[\frac{S}{S^2 + \frac{1}{Q}S + 1}\right] \quad \text{(H)}$$

Bild 5-4 – Fortsetzung.

Um die Frequenz für eine bestimmte Abschwächung zu finden, beachten Sie, daß $\frac{f^2-1}{1} = \Delta f$ und schreiben (G) um. Es sei x = Abschwächung

$$x = \sqrt{1 + Q^2\left(\frac{f^2-1}{f}\right)^2} = \sqrt{1 + Q^2\Delta f^2}$$

$$x^2 = 1 + Q^2\Delta f^2$$

$$\sqrt{x^2 - 1} = Q\Delta f$$

daher

$$\Delta f = \frac{\sqrt{x^2-1}}{Q} \qquad \text{(I)}$$

Zum Beispiel, Q = 30 und 20 dB Abschwächung, x = 10.0

$$\Delta f = \frac{\sqrt{100-1}}{30} = \frac{9.94}{30} = .331$$

Für den Zusammenhang von Δf, f_2 und f_1 haben wir bereits:

$$\Delta f = f_2 - f_1 \qquad f_0 = \sqrt{f_2 f_1}$$

Während der Analyse lasse *immer* $f_0 = 1$. Dann ist $\sqrt{f_2 f_1} = 1$ und $f_2 = \frac{1}{f_1}$

Nun ist das normierte $\Delta f = f_2 - f_1 = f_2 - \frac{1}{f_2}$

$$\Delta f = \frac{f_2{}^2 - 1}{f_2}$$

Neuanordnen ergibt

$$f_2{}^2 - \Delta f\ f_2 - 1 = 0$$

Dies ist eine quadratische Gleichung. Lösung:

$$f_2 = \frac{\Delta f + \sqrt{(\Delta f)^2 + 4}}{2} \text{ und } f_1 = \frac{\Delta f - \sqrt{(\Delta f)^2 + 4}}{2}$$

$$f_2 = 1/f_1 \qquad f_1 = 1/f_2 \qquad \text{(J)}$$

Zusammenhang zwischen f_2, f_1 und Δf wenn $f_0 = 1$

Bild 5-4 – Fortsetzung.

tave der *Bandbreite*. Aber *früher oder später wird die Kurve flacher* und liefert wesentlich weniger Abschwächung als man gemäß des anfänglichen Abfalles erwarten würde. Weshalb?

Die Antwort ist am leichtesten im Falle der passiven RLC-Schaltung zu erkennen. In der Nähe der Resonanz sind alle Bauteile in der Kurve aktiv. Jedoch bei sehr hohen Frequenzen ist der kapazitive Widerstand des Kon-

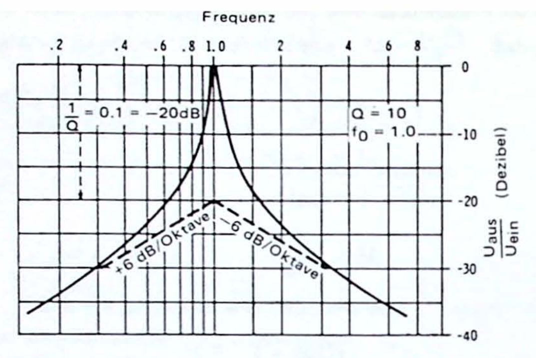


Bild 5-5. Frequenzgang eines einpoligen Filters mit Q = 10 (siehe Text).

densators zu vernachlässigen, und die Schaltung schrumpft auf eine einfache Serien-RL-Kombination zusammen, die mit einer Rate von 6 dB pro Oktave der absoluten Frequenz abfällt.

Ähnlich wird bei sehr niedrigen Frequenzen der induktive Widerstand der Spule sehr klein, und die Schaltung sieht wie eine Serien-RC-Kombination aus, die ebenfalls mit einer Rate von 6 dB pro Oktave der absoluten

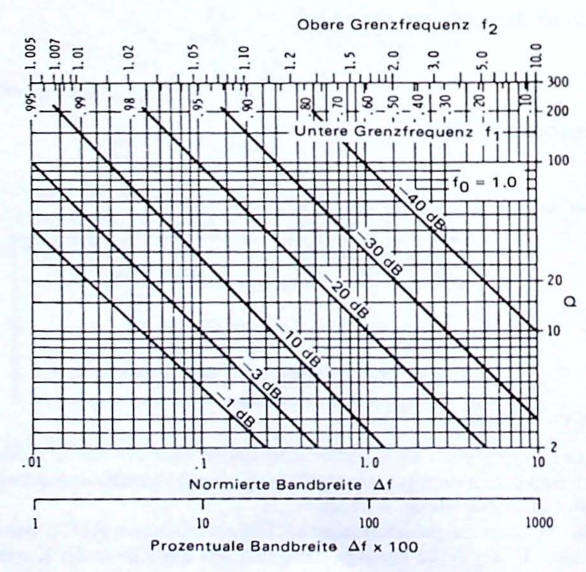


Bild 5-6. Vollständige Kurven-Eigenschaften eines einpoligen Bandpaß-Filters.

Frequenz abfällt. *Unabhängig* davon, wie groß das Q ist, oder wie rasch die Kurve anfänglich abfällt, beträgt der *endgültige* Abfall der Kurve nur 6 dB pro Oktave.

Wir können leicht eine Familie von Kurven oder eine Auflistung unter Verwendung der Mathematik von Bild 5-4 erzeugen. Bild 5-6 ist ein Diagramm für Q in Abhängigkeit von Bandbreiten mit 1, 3, 10, 20, 30 und 40 dB, den oberen Grenzfrequenz-Punkten und den unteren Grenzfrequenz-Punkten. Dieses Diagramm enthält alles zum vollständigen Spezifizieren eines einpoligen Bandpaß-Filters mit normaler Genauigkeit. Bild 5-7 gibt einige Beispiele, wie diese Filterkurven zu verwenden sind.

ZWEIPOLIGE BANDPASS-KURVE VIERTER ORDNUNG

Einpolige Filter bieten im allgemeinen nicht genügend Abschwächung im Sperr-Bereich, um von besonderem Nutzen zu sein, speziell bei sehr hohen Frequenzen weit im Sperr-Bereich. Ihre Eigenschaften können durch Hinzufügen eines zweiten Abschnittes wesentlich verbessert werden, speziell wenn seine Frequenz gegenüber dem ersten etwas verschoben ist.

Für einen symmetrischen Kurvenverlauf macht man die Qs beider Pole identisch. Das Verhältnis des Q des Poles zur Versetzung bestimmt die Form sowohl des Durchlaß-Bereiches wie des Sperr-Bereiches. Mit Ausnahme dieses neuen Versetzungsfaktors ist die Mathematik und der Entwurfsvorgang derselbe wie für einpolige Filter.

In Bild 5-8 haben wir mehrere Pol-Paare mit Q = 10 für unterschiedlich große Versetzung dargestellt, während in Bild 5-9 die zugehörige Mathematik zu sehen ist.

Der Versetzungsfaktor wird a genannt. Im allgemeinen ist a eine Zahl etwas größer als 1. Mit ihr wird die Mittenfrequenz des oberen Poles *multipliziert* und die Mittenfrequenz des unteren Poles *dividiert*. Wenn a zunimmt, wird der Durchlaß-Bereich zunächst flacher. Dann tritt eine immer stärker werdende Einsattelung auf, wobei jedoch der anfängliche Abfall außerhalb des Durchlaß-Bereiches zunimmt. Noch größere Werte von a spalten schließlich die Filterkurve in zwei Höcker auf, die dadurch nicht mehr verwendbar wird.

Wenn a größer wird, so tritt eine Einfügungs-Dämpfung auf, die für jede Kurvenform konstant ist, unabhängig vom Q der Pole und der Bandbreite. Dieser Verlust (oder Dämpfung) ist unabhängig von der Frequenz und leicht durch die Schaltung auszugleichen. Zahlreiche aktive Bandpaß-Schaltungen liefern genügend Verstärkung, die im allgemeinen mehr als ausreicht, diese Einfügungs-Dämpfung auszugleichen.

Bild 5-10 zeigt die Einfügungs-Dämpfungen für verschiedene Kurvenformen. Sie reichen von 0 dB für die Kurve mit maximaler Spitzheit, bis zu 17 dB für die Kurve mit der –3 dB-Einsattelung. Wenn wir diese festen Einfügungs-Dämpfungen von den Kurven in Bild 5-8 subtrahieren, ergeben sich die neuen Diagramme von Bild 5-11. Dies macht die Vorteile der Ein-

Entwurf eines einpoligen Bandpaß-Filters

1. Skizziere den Kurvenverlauf eines einpoligen Bandpaß-Filters mit Q = 60 und einer Mittenfrequenz von 1 kHz ohne Verwendung von Mathematik.

   Das Maximum der Kurve wird 0dB bei 1kHz betragen. Aus Bild 5-6 kann man die 3dB-Bandbreite normiert mit 0.0165 entnehmen. Multipliziere dies mit 1000, um die Bandbreite in Hertz zu erhalten, d.h. 16.5Hz zwischen den −3dB-Punkten. Die obere Grenzfrequenz wird 1.0085 mal die Mittenfrequenz, oder 1.0085Hz sein. Die untere Grenzfrequenz wird 0.9915 mal die Mittenfrequenz, oder 991.5Hz, sein. Wir lesen dann die −10dB-Punkte mit 975Hz und 1025Hz ab. Die −20dB-Punkte sind 918Hz und 1089Hz. Die −30dB-Punkte sind 770Hz und 1290Hz, und die −40dB-Punkte sind 480Hz und 2100Hz. Die Filterkurve kann nun ausreichend genau auf ein halblogarithmisches Papier gezeichnet werden.

2. Skizziere den Kurvenverlauf eines einpoligen Bandpaß-Filters mit Q = 60 und einer Mittenfrequenz von 250Hz.

   Wir verwenden einfach die Ergebnisse des 1. Beispiels und verschieben alles auf die neue Frequenz, indem wir alle Ergebnisse mit 250/1000, dem Frequenz-Skalierfaktor, multiplizieren. Das ergibt folgendes:

Mittenfrequenz	250
Bandbreite	4.125Hz
−3dB	247.8 & 251.9Hz
−10dB	243.7 & 256.25Hz
−20dB	229.5 & 272.25Hz
−30dB	192.5 & 322.5Hz
−40dB	120 & 525Hz

3. Wie groß ist die maximale −3dB-Bandbreite eines einpoligen 2kHz-Bandpaß-Filters, wenn es ein Störsignal mit 1500Hz wenigstens 30dB abschwächen soll?

   1500Hz ist 1500/2000 mal die Mittenfrequenz, d.h. $f_1 = 0.75$. Aus Bild 5-6 bei 0.75 f_1 und 30dB-Verlust lesen wir ein Q von 56 und eine entsprechende normierte Bandbreite von 0.0175 ab. Wenn die normierte −3dB-Bandbreite von 0.0175 mit der Mittenfrequenz von 2000Hz multipliziert wird, ergibt sich eine endgültige Bandbreite von 35Hz.

   Beachten Sie, daß dieses Beispiel einfach eine Abschwächung von 30dB eines Störsignals verlangt. Dies garantiert KEINESFALLS, daß alle Störsignale 30dB unter den gewünschten Signalen liegen werden. Es bedeutet nur, daß ein Störsignal aus dem Filter um 30dB niedriger herauskommt, als es dort hineingelangte. Wenn z.B. Ihr Störsignal 40dB höher als das gewünschte Signal liegt, wird das Filter zwar die gewünschten 30dB Abschwächung liefern, aber es wird sich schließlich ein Signal/Rausch-Verhältnis von −10dB ergeben. Wenn Sie festlegen, wieviel Abschwächung erfolgen soll, müssen Sie die relativen Signalpegel und Dynamik-Bereiche berücksichtigen.

Bild 5-7.

sattelungen im Durchlaß-Bereich deutlicher. Beachten Sie, daß die Einfügungs-Dämpfung immer in Bezug auf die Spitze der Filterkurve definiert ist, und die Bandbreite in Bezug auf 3 dB unterhalb der Spitze, in Richtung aus dem Durchlaß-Bereich heraus, definiert wird.

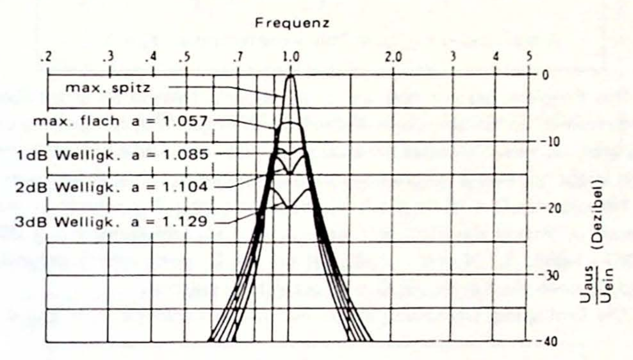


Bild 5-8. Frequenzgang eines zweipoligen Filters mit Q = 10 (siehe Text und Bild 5-12).

Das Q, die Versetzung, der a-Wert und die Bandbreite stehen nicht mehr in einer einfachen Beziehung zueinander, wie dies beim einpoligen Filter der Fall war. *Es muß ein spezieller Q-Wert mit einem speziellen a-Wert für eine gegebene Kurvenform "gepaart" werden.* Dies ist in Bild 5-12 dargestellt.

MATHEMATIK — **Zweipolige Bandpaß-Kurve**

Aus Bild 5-4(G) entnehmen wir für die einpolige Filterkurve

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = 20 \log_{10}\left[1 + Q^2\left(\frac{f^2 - 1}{f}\right)^2\right]^{1/2} \quad (f_0 = 1) \qquad (A)$$

Wenn wir zwei hiervon kaskadieren erhalten wir ihr Produkt, oder

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = 20 \log_{10}\left[\left(1 + Q^2\left\{\frac{f^2 - 1}{f}\right\}^2\right)^{1/2}\left(1 + Q^2\left\{\frac{f^2 - 1}{f}\right\}\right)^{1/2}\right] \qquad (B)$$

Dieser Ausdruck handhabt den Fall der maximalen Spitzigkeit direkt. Für Polpaare symmetrisch zu f_0 wird ein Faktor a eingeführt, mit dem man durch Multipliktion mit der Mittenfrequenz die Frequenz des einen Poles und durch Division die des anderen erhält. Das ergibt:

Bild 5-9.

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = 20 \log_{10}\left[\left(1 + Q^2\left\{\frac{f^2a^2 - 1}{fa}\right\}^2\right)^{1/2}\right.$$
$$\left.\left(1 + Q^2\left\{\frac{f^2/a^2 - 1}{f/a}\right\}^2\right)^{1/2}\right] \qquad (C)$$

Amplitudengang, zwei Pole versetzt um a, $f_0 = 1$

Das Problem besteht nun darin, a-, Q- und f-Werte für brauchbare Filterformen zu finden. Da es keinen vernünftigen Weg zur Lösung von (C) gibt, ist versuchsweises Einsetzen der beste und einfachste Weg, was man leicht mit einem programmierbaren Rechner o.ä. ausführen kann.

Nimmt man Q = 10 für die Analyse, so sind die a-Werte für maximale Spitzheit, maximale Flachheit und 1, 2 und 3 dB-Welligkeit 1.000, 1.057, 1.085, 1.104 und 1.129. Sobald die Q- und a-Werte gefunden sind, können die Kurven für Q = 10 gezeichnet werden.

Die Einfügungs-Dämpfung ergibt sich durch Lösen bei $f_0 = 1$ und ist

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = 20 \log_{10}\left[1 + Q^2\left(\frac{a^2 - 1}{a}\right)^2\right] + K \qquad (D)$$

Einfügungs-Dämpfung, Filter mit zwei versetzten Polen

K ist 0 für maximale Spitzheit und maximale Flachheit, +1 dB für 1 dB-, +2 dB für 2 dB- und +3 dB für 3 dB-Welligkeit. Man mißt die Einfügungs-Dämpfung immer zum Spitzenwert, auch wenn dieser nicht bei $f_0 = 1$ auftritt. Z.B. ist die Einfügungs-Dämpfung eines Filters mit 2 dB Welligkeit sein Verlust, berechnet bei $f_0 = 1$, oder −13.2 dB *plus* seinem Spitzenwert (+2 dB), was −11.2 dB ergibt.

Für andere Bandbreiten müssen neue Paare von Q und a berechnet werden. Alle diese Kurven werden identische Einfügungs-Dämpfung bei $f_0 = 1$ für eine gegebene gewählte Kurvenform besitzen. Mit f = 1 in (C) und einer konstanten Einfügungs-Dämpfung muß

$$1 + Q^2\left(\frac{a^2 - 1}{a}\right)^2 \text{ eine Konstante sein.}$$

was bedeutet, daß $Z = Q\left(\frac{a^2 - 1}{a}\right)$ für eine gegeben Kurvenform

konstant sein muß. Um eine neues a-Q-Paar zu finden, setzen wir

$$Z = Q\,\frac{a^2 - 1}{a} \text{ or}$$

Bild 5-9 – Fortsetzung.

$$a^2 - \frac{Z}{Q} a - 1 = 0.$$

Dies ist wieder eine quadratische Gleichung und Lösen für größere Werte von a gibt uns

$$a = \frac{\frac{Z}{Q} \pm \sqrt{\left(\frac{Z}{Q}\right)^2 + 4}}{2} \qquad \text{(E)}$$

a für ein gegebenes Q und gegebene Kurvenform

Sobald alle a-Q-Paare gefunden worden sind, kann die Kurve für verschiedene Bandbreiten gezeichnet werden. Wenn wir die −3-, −10-, −20-, −30- und −40-dB-Punkte für die Paare mit Q = 10 suchen, können wir Werte für andere Qs voraussagen, indem wir $Q\Delta f$ = konstant lassen, und für neue Frequenzen entsprechend einem neuen Q-Wert lösen.

Werte für extrem niedriges Q (kleiner als Q = 3) müssen getrennt berechnet werden. Einfügungs-Dämpfungen für äußerst niedriges Q sind ebenfalls höher als (D). Qs kleiner als 2 haben normalerweise bei einem Filter wenig Sinn.

Bild 5-9 – Fortsetzung.

Maximal spitz	0 dB
Maximal flach	7.0 dB
1 dB Welligkeit	11.2 dB
2 dB Welligkeit	14.0 dB
3 dB Welligkeit	17.0 dB

Der Verlust wird von der *Spitze* der Kurve gemessen. Die Mitten-Frequenz-Abschwächung von Filtern mit 1, 2 und 3 dB Welligkeit wird ihre entsprechenden Verluste um 1, 2 und 3 dB *übersteigen.*

Bild 5-10. Einfügungs-Dämpfung eines zweipoligen Bandpaß-Filters ($Q \geqslant 3$).

Diagramme für den Zusammenhang zwischen Bandbreite und Q sind in den Bildern 5-13 bis 5-17 für fünf Kurvenformen zu sehen. Beachten Sie, daß durch die Auswahl einer Kurvenform und eines Q-Wertes der erforderliche a-Wert eindeutig definiert wird, dargestellt in Bild 5-12. Ein Beispiel, bei dem die Verwendung der zweipoligen Kurven zu sehen ist, ist in Bild 5-18 enthalten.

Die Kurve mit der maximalen Spitzigkeit wird selten eingesetzt, da der Durchlaß-Bereich sehr steil und ineffizient ist. Die beste Wahl wird im allgemeinen die Kurve mit der flachsten Amplitude sein, außer es werden besondere Anforderungen an die anfängliche Abschwächung im Sperr-Bereich gestellt. Ebenso gibt die Kurve mit der flachsten Amplitude bessere Einschwing- und Überschwing-Eigenschaften, benötigt Pole mit geringerem Q und weniger engen Toleranzen und besitzt weniger Einfügungs-Dämpfung.

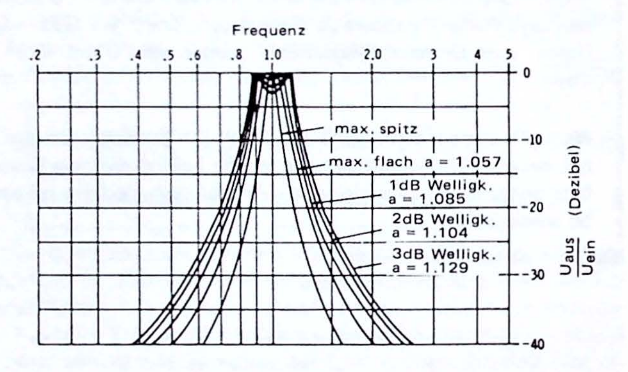


Bild 5-11. Zweipolige Kurve mit Q = 10, neu gezeichnet von Bild 5-8 mit entfernter Einfügungs-Dämpfung. Beachten Sie den steileren Abfall der Kurven mit Einsattelungen. Genaue Werte können aus den Bildern 5-13 bis 5-17 entnommen werden.

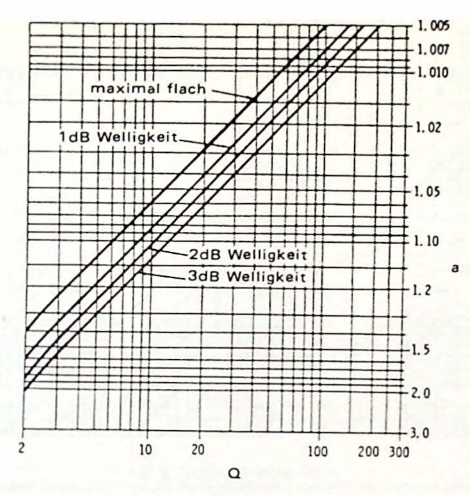


Bild 5-12. Werte von "Q–a"-Paaren für ein zweipoliges Bandpaß-Filter mit gegebener Kurvenform.

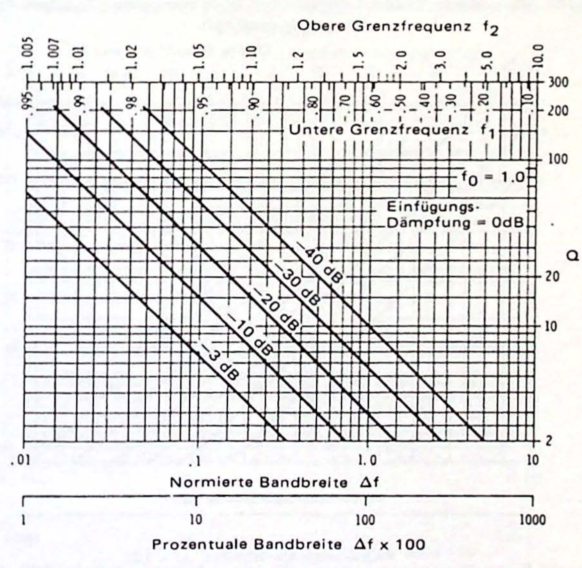


Bild 5-13. Vollständige Kurven-Eigenschaften eines zweipoligen Bandpaß-Filters mit maximaler Spitzigkeit.

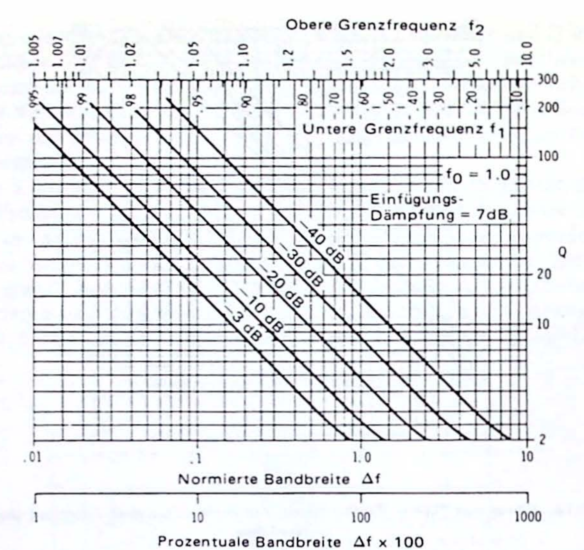


Bild 5-14. Vollständige Kurven-Eigenschaften eines zweipoligen Bandpaß-Filters mit maximaler Flachheit.

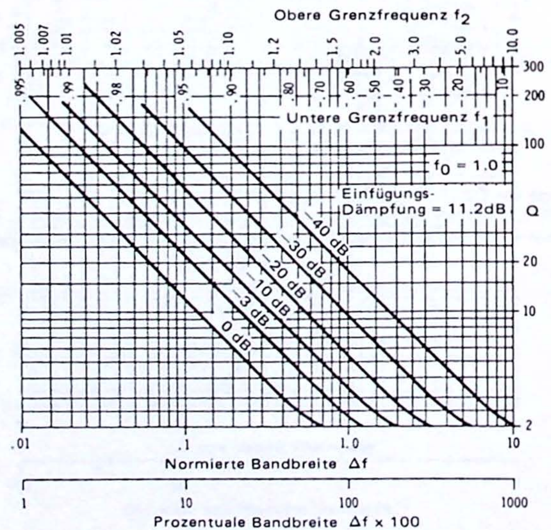


Bild 5-15. Vollständige Kurven-Eigenschaften eines zweipoligen Bandpaß-Filters mit 1 dB Welligkeit.

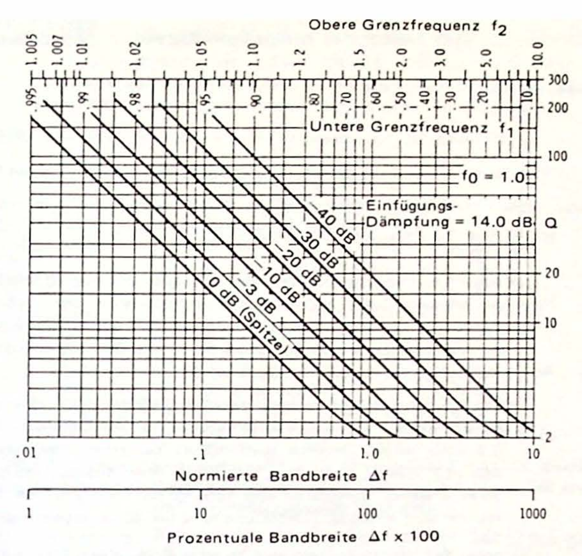


Bild 5-16. Vollständige Kurven-Eigenschaften eines zweipoligen Bandpaß-Filters mit 2 dB Welligkeit.

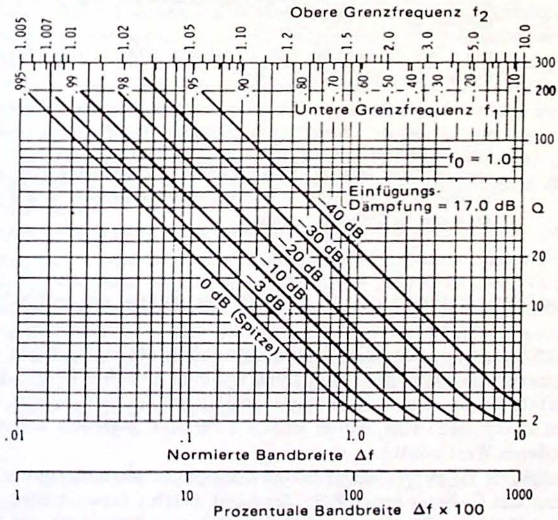


Bild 5-17. Vollständige Kurven-Eigenschaften eines zweipoligen Bandpaß-Filters mit 3 dB Welligkeit.

AUFGABE: Ein zweipoliges Filter, eine Oktave breit, soll 200 Hz bis 400 Hz überstreichen, mit einer Einsattelung von 1 dB im Durchlaß-Bereich.

(a) Wie groß ist die Abschwächung bei 50, 100, 800 und 1600 Hz?

(b) Welches sind die Werte für Q und die Frequenzen der beiden Pole?

LÖSUNG: Das Filter hat eine Bandbreite von 200 Hz und eine Mittenfrequenz von $\sqrt{200 \times 400} = 283$ Hz. Die Bandbreite beträgt 200/283 = 0.706 oder 70.6%.

(a) 100 Hz wird bei einer Frequenz von 100/283 oder 0.3533 mal der Mittenfrequenz liegen. Aus Bild 5-15 sehen wir, daß einer Bandbreite von 0.706 an den 3 dB-Punkten ein Q von 3.2 entspricht. Die Abschwächung eines Poles mit Q = 3.2 bei 0.3533 mal der Mittenfrequenz beträgt etwa 25 dB.

50 Hz wird bei einer Frequenz von 50/283 oder 0.0176 mal der Mittenfrequenz liegen. Die Abschwächung ist hier bei einem Q von 3.2 etwa 40 dB. Ähnlich wird 800 Hz bei einer Frequenz von 800/283, oder 2.82 mal f_o liegen und eine Abschwächung von 25 dB erfahren. Schließlich wird 1600 Hz bei 1600/283 oder 5.653 mal der Mittenfrequenz liegen und wird um 40 dB abgeschwächt.

(b) Von Teil (a) wissen wir, daß Q jedes Poles einen Wert von 3.2 haben soll. Diesem Q muß ein eindeutiger Wert von a zugeordnet werden, um die 1 dB-Einsattelung zu erhalten. Aus Bild 5-12 entnehmen wir ein a mit 1.32.

Der obere Pol wird bei 283 × 1.32 oder 374 Hz liegen. Der untere Pol liegt bei 283/1.32 = 214 Hz.

Die Einfügungsdämpfung wird 11.2 dB betragen. Wenn jeder unserer aktiven Pole eine Verstärkung von "Q" (siehe Kapitel 7) besitzt, werden ihre kaskadierten Verstärkungen 3.2 x 3.2 = 10.24, oder 20.2 dB ergeben. Daher beträgt die Netto-Verstärkung der aktiven Schaltung 9 dB, d.h. die Ausgangsspannung ist 2.8 mal so groß wie die Eingangsspannung.

Bild 5-18.

DREIPOLIGE BANDPASS-KURVE SECHSTER ORDNUNG

Die Analyse des dreipoligen Filters ist ähnlich des zweipoligen Filters. Wir begrenzen die Auswahl der Kurven auf eine einzelne Form, die zwei Pole besitzt, die um den Faktor a von der Mittenfrequenz versetzt sind, so wie beim zweipoligen Fall, wobei jedoch a für eine gegebene Kurve einen etwas anderen Wert besitzt.

Als nächstes fügen wir einen neuen Pol bei der Mittenfrequenz hinzu. Wir setzen das Q dieses neuen Pols, der nicht durch a versetzt wird, auf die *Hälfte* des Q der beiden äußeren Pole, so daß sein Beitrag zur Bandbreite im wesentlichen das *Zweifache* der anderen beträgt.

Bei der dreipoligen Kurve tritt immer bei der Mittenfrequenz ein Maximum auf. Wenn a gleich 1 ist, haben wir den Fall der maximalen Spitzigkeit. Bild 5-19 zeigt den Einfluß des Abstandes der beiden äußeren Pole

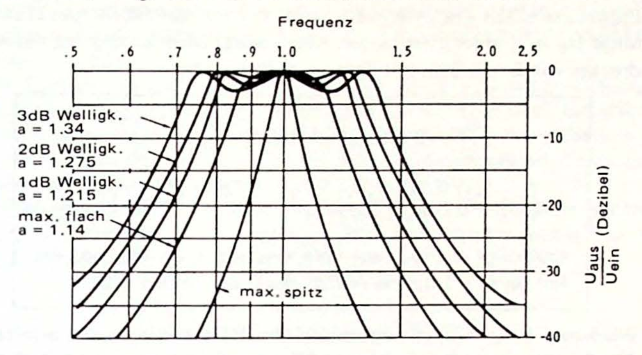


Bild 5-19. Dreipolige Kurve; äußere Pole Q = 10; mittlerer Pol Q = 5. Beachten Sie die andere Teilung der Frequenzskala von Bild 5-11. Diese Kurven sind wesentlich steiler für eine gegebene Bandbreite.

infolge von a für den Fall Q = 10. Der mittlere Pol wird auf Q = 5 gehalten. Wie bei Bild 5-11 wurde die Einfügungs-Dämpfung von allen Kurven entfernt, so daß ihre Formen besser verglichen werden können. Die Kurven mit Einsattelungen haben einen Maximalwert bei der Mittenfrequenz, eine weitere Einsattelung und dann ein zweites Paar von Maximalwerten oberhalb und unterhalb der Frequenzen dieser Senken, wodurch sich drei Höcker in der Gesamtkurve ergeben. Wenn wir für den mittleren Pol irgendeinen Wert von Q nehmen, der nicht die Hälfte des Wertes der äußeren Pole ist (etwa etwas weniger als die Hälfte, jedoch nicht wesentlich darüber), so werden die äußeren Spitzen-Amplituden über oder unter der mittleren liegen, wodurch sich eine begrenzte Einsatzfähigkeit dieser Filterformen ergibt.

Die zum dreipoligen Bandpaß-Filter gehörige Mathematik ist in Bild 5-20 dargestellt, und die festen Einfügungs-Dämpfungen, die wir erwarten können, sind in Bild 5-21 zu sehen. Werte für sehr niedriges Q (weniger als drei) werden etwas höher sein. Die Beziehung zwischen Q und a, die für bestimmte Kurvenformen erforderlich ist, wird in Bild 5-22 dargestellt, während die vollständigen Kurven-Eigenschaften für verschiedene Filterformen in den Bildern 5-23 bis 5-27 zu sehen sind. Bild 5-28 zeigt, wie diese Kurven in einem Beispiel zu verwenden sind.

BAUTEILE-TOLERANZEN UND SENSITIVITÄTEN

Wie genau müssen die Bauteile und aktiven Schaltungen für eine gegebene Kurvenform sein? Als allgemeine Regel gilt, je schmaler die Band-

MATHEMATIK **Dreipolige Bandpaß-Kurve.**

Es gibt zahlreiche mögliche Q- und a-Anordnungen. Nahezu optimale Ergebnisse erhält man, wenn ein neuer Pol mit der *Hälfte* des Q in die Mitte (f_0 = 1) einer zweipoligen Kurve gelegt wird. Ergänzung des Ausdruckes von Bild 5-9(C) mit dem neuen Pol ergibt

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = 20 \log_{10}\left[\left\{1 + Q^2\left(\frac{f^2a^2 - 1}{f^2a^2}\right)\right\}^{1/2} \left\{1 + Q^2\left(\frac{f^2/a^2 - 1}{f/a}\right)\right\}^{1/2} \left\{1 + \left(\frac{Q}{2}\right)^2 \left(\frac{f^2 - 1}{f}\right)\right\}^{1/2}\right] \quad \text{(A)}$$

dreipolige Kurve, zwei Pole sind um a verschoben, ein Pol bei f_0 = 1 hat die *Hälfte* des Q der beiden anderen

Wiederum kann man die optimalen Q-a-Paare versuchsweise ermitteln. Für Q = 10: max. Spitzheit a = 1.00, max. Flachheit a =1.14, 1 dB Welligkeit a = 1.215, 2dB Welligkeit a = 1.275 und 3dB Welligkeit a = 1.34, mit einem Mittenpol Q = 5.
Da ein Spitzenwert bei f_0 = 1 auftritt, bleibt die Einfügungs-Dämpfung

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = 20 \log_{10}\left[1 + Q^2\left(\frac{a^2 - 1}{a}\right)^2\right] \quad \text{(B)}$$

Einfügungs-Dämpfung bei einem dreipoligen Filter

Andere Q-a-Paare werden wie in Bild 5-12 vorausgesagt. a-Werte für niedriges Q (kleiner als 3) müssen getrennt berechnet werden. Die Einfügungs-Dämpfungen für diese Werte sind auch höher als die Werte von Bild 5-21. Q-Werte unter 3 sind bei 3-poligen Filtern meist nutzlos.

Bild 5-20.

Maximal spitz	0 dB
Maximal flach.	18.0 dB
1 dB Welligkeit	24.2 dB
2 dB Welligkeit	28.0 dB
3 dB Welligkeit	31.2 dB

Bild 5-21. Einfügungs-Dämpfungen von dreipoligen Bandpaß-Filtern (Q $\geqslant$ 3).

breite ist oder je tiefer die Einsattelungen im Durchlaß-Bereich sind, um so genauer müssen die Bauteilewerte sein. Mit Ausnahme für Filter mit sehr großer Bandbreite sollte irgendeine Möglichkeit zur Einstellung der Mittenfrequenz vorgesehen werden. Für sehr schmale Filter ist auch eine Einstellmöglichkeit für Q sehr bequem, obwohl die Frequenzeinstellung meistens wesentlich wichtiger ist.

Die Berechnung der realen Sensitivitäten ist ein mühsamer Vorgang. Wenn Sie in die mathematischen Details gehen, werden Sie rasch den Überblick verlieren, was wirklich vor sich geht. Stattdessen können Sie durch Verwendung der Bilder 5-6, 5-12 und 5-22 die Sensitivitäten direkt abschätzen, wie in dem Beispiel von Bild 5-29 gezeigt wird.

Im allgemeinen schätzen Sie ab, wie weit f, Q oder a verschoben werden können, bevor die Form der endgültigen Filterkurve so weit geändert wird, daß dies für Sie nicht mehr akzeptabel ist.

VERWENDUNG DIESES KAPITELS

Die Diagramme dieses Kapitels sagen Ihnen genau, wie die Kurvenform eines gegebenen Bandpaß-Filtertyps für alle Frequenzen aussehen wird, sowohl in der Nähe, wie in größerer Entfernung vom Durchlaß-Bereich. Mit denselben Diagrammen kann die erforderliche Umwandlung von einem Filter zu einem Satz von Werten erfolgen, die in den Schaltungen von Kapitel 7 benötigt werden. Schließlich sagen Ihnen diese Kurven ziemlich exakt, wie hoch die erforderliche Genauigkeit ist und welchen Bereich für eine Einstellung Sie in Ihrem Filter vorsehen sollten.

Es folgen einige Regeln für die Verwendung dieses Kapitels:

1. Spezifizieren Sie, was Sie durchlassen und was Sie unterdrücken wollen, ausgedrückt als Bandbreite, Mittenfrequenz und unterdrückte Frequenzen. Normieren Sie dies auf eine Mittenfrequenz von 1.
2. Wenn die Bandbreite über 80 bis 100% beträgt, verwenden Sie kaskadierte Hochpaß- und Tiefpaß-Abschnitte. Ist sie niedriger, so verwenden Sie die Verfahren dieses Kapitels.
3. Wählen Sie aus den Diagrammen die einfachste, am stärksten gedämpfte Kurvenform, die diese Aufgabe erfüllt. Wenn es aussieht, als ob drei Pole die Aufgabe nicht erfüllen können, besteht die Möglichkeit, daß Sie Ihre Spezifikationen zu hoch angesetzt haben. (Für Fälle, bei denen bessere Eigenschaften erforderlich sind, überlegen Sie den Einsatz eines Filters höherer Ordnung, die elliptischen Filter von Kapitel 9, oder Alternativen wie digitale Filter, Phase-Locked-Loop-Schaltungen, Quarz-Resonatoren, Seitenband-Techniken, etc.).
4. Für Ihre gewählte Kurvenform spezifizieren Sie Q, a und die erforderlichen Frequenzwerte und wandeln diese in tatsächliche Frequenzen um, wodurch Sie Parameter erhalten, die Sie für Ihr Filter benötigen.

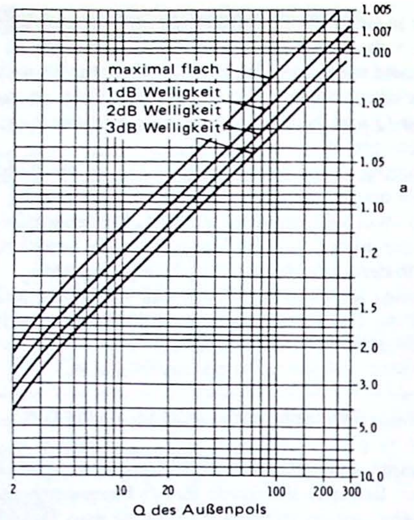


Bild 5-22. Werte von "Q–a"-Paaren für ein dreipoliges Bandpaß-Filter mit gegebener Kurvenform.

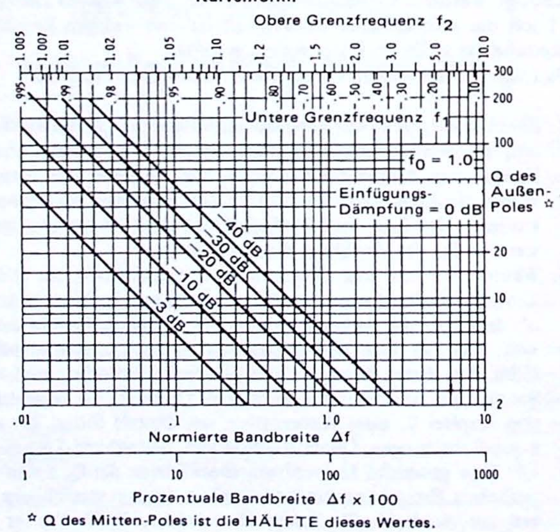


Bild 5-23. Filterkurve für einen dreipoligen Bandpaß mit maximaler Spitzigkeit.

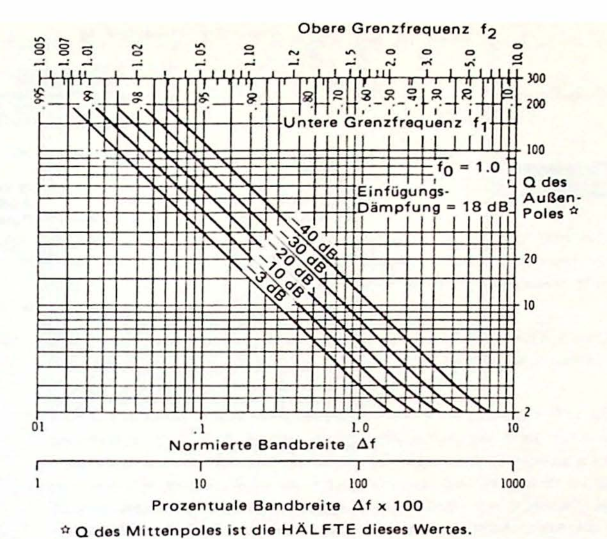


Bild 5-24. Filterkurve für einen dreipoligen Bandpaß mit maximaler Flachheit.

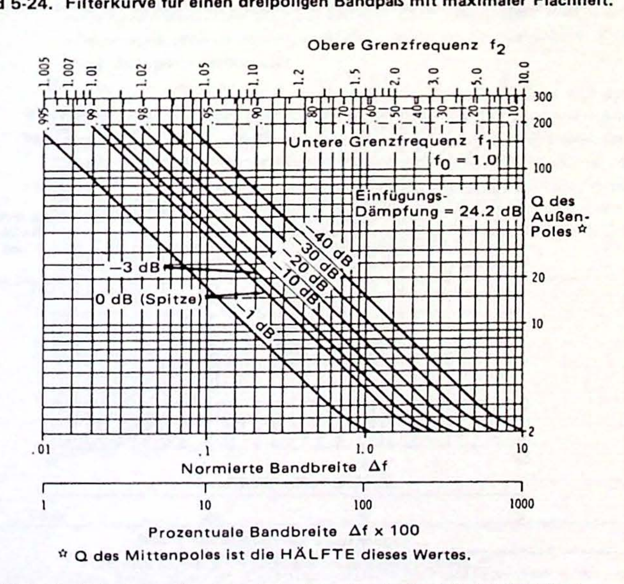


Bild 5-25. Filterkurve für einen dreipoligen Bandpaß mit 1 dB Welligkeit.

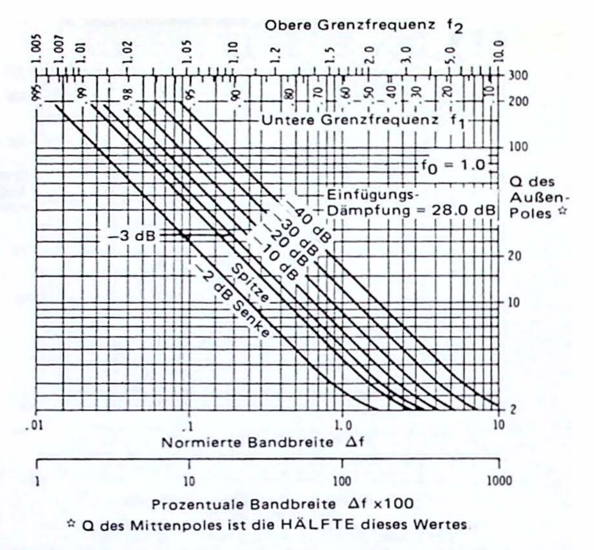


Bild 5-26. Filterkurve für einen dreipoligen Bandpaß mit 2 dB Welligkeit.

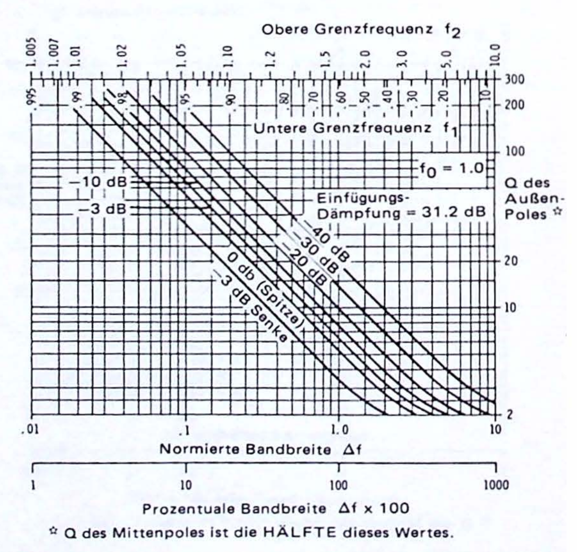


Bild 5-27. Filterkurve für einen dreipoligen Bandpaß mit 3 dB Welligkeit.

5. Schätzen Sie die Bauteile-Toleranzen und die Sensitivität unter Verwendung der Richtlinien in Bild 5-29 ab.
6. Unter Verwendung von Q, f, a und der Werte für die Einfügungs-Dämpfung gehen Sie zu Kapitel 7 und bauen das Filter auf.

BEISPIELE

Verwendung der dreipoligen Kurven

AUFGABE: Ein Bandpaß-Filter, das in der Gehirnwellen-Forschung verwendet wird, soll ein gutes Einschwingverhalten, einen Durchlaß-Bereich von 7.0 bis 8.0 Hz haben, und eine Frequenz von 5 Hz wenigstens 40 dB unterdrücken. Bestimmen Sie dieses Filter.

LÖSUNG: Die Mittenfrequenz ist $\sqrt{7 \times 8} = 7.48$ Hz. Die Bandbreite beträgt 1/7.48 = 0.133 oder 13.3%. Die abzuschwächende Frequenz von 5 Hz beträgt normiert auf die Mittenfrequenz 5/7.48 = 0.67.

Wir versuchen es zuerst mit einem einpoligen Filter, Bild 5-7. Für eine Bandbreite von 13.3% beträgt die Abschwächung bei 0.67 nur etwa 17 dB, also viel zu wenig. Dann versuchen wir es mit zweipoligen Filtern aus den Bildern 5-14 bis 5-18. Auch bei 3 dB Welligkeit ist die Abschwächung bei der Frequenz 0.67 nur 38 dB. Wir könnten vielleicht versucht sein, ein wenig zu mogeln und die einfachere Schaltung zu verwenden. Wir benötigen aber eine Schaltung mit gutem Einschwingverhalten, und dies ist das von allen zweipoligen Filtern am schwächsten gedämpfte. Wir versuchen es daher mit dreipoligen Kurven.

Bild 5-24, ein Filter mit maximaler Spitzigkeit, kann die Aufgabe nicht erfüllen, so daß wir es mit der maximal flachen Kurve von Bild 5-25 versuchen, die uns leicht mehr als die geforderten 40 dB gibt. Der Q-Wert von 22 wird direkt für die äußeren Pole verwendet, und ein Q von 11 für den mittleren Pol. Aus Bild 5-23 entnehmen wir den zugehörigen a-Wert mit 1.06. Durch diesen Wert wird der untere Pol dividiert und der obere multipliziert. Der mittlere Pol wird ignoriert. Die endgültigen Polfrequenzen und Qs sind dann

Unterer Pol:	Q = 22
	f = 7.48/1.06 = 7.05 Hz
Mittlerer Pol:	Q = 11
	f = 7.48 Hz
Oberer Pol:	Q = 22
	f = 7.48 x 1.06 = 7.92 Hz

Die Toleranzen können wie im nächsten Beispiel abgeschätzt werden. Wenn auch jede der dreipoligen Kurven mit größerer Welligkeit im

Bild 5-28.

Durchlaß-Bereich ebenfalls funktionieren und uns mehr Abschwächung liefern würde, müßten dagegen engere Toleranzen und stärkeres Ein- und Ausschwingen in Kauf genommen werden. Das Filter mit der maximalen Flachheit ist sicher die beste Wahl. Wenn das dreipolige Filter mit 3dB Welligkeit eine bestimmte Filteraufgabe nicht erfüllen kann, dann sind die Spezifikationen wahrscheinlich zu streng, um überhaupt mit irgendeinem aktiven Filter erfüllt zu werden.

Bild 5-28 – Fortsetzung.

Frequenz- und Q-Toleranzen und Sensitivität **BEISPIELE**

AUFGABE: Ein bestimmtes zweipoliges Bandpaß-Filter mit 1dB Welligkeit benötigt Q-Werte von 10 für die Pole und a-Werte von 1.09. Wie genau müssen wir in der endgültigen Schaltung sein?

LÖSUNG: Wir schätzen die Genauigkeit ab, indem wir uns eine Grenze für die zulässige Verschlechterung der Kurve setzen. Bei einem Filter mit 1dB Welligkeit wollen wir annehmen, daß eine Welligkeit von 2dB diese mögliche Grenze ist. Wir können die Genauigkeit der Frequenz direkt abschätzen, indem wir den a-Wert in Bild 5-12 verschieben, und wir können den Q-Wert abschätzen, indem wir Q zu diesen Grenzen verschieben.

Frequenz: Der nominelle a-Wert von 1.09 steigt auf 1.11 für eine 2dB-Welligkeit bei Q = 10. Dies ist eine Änderung von (1.11 – 1.09)/1.09 = 0.0183 oder 1.83%. Daher ist eine Frequenz-Toleranz von knapp 2% erforderlich.

Q-Genauigkeit: Der nominelle Q-Wert von 10 steigt auf 12 für 2dB Welligkeit bei a = 1.09. Dies ist eine Änderung von (12 – 10)/10 = 0.2 oder 20%. Q kann sich um 20% ändern, bis es diese Grenze erreicht.

Im allgemeinen ist die Toleranz von Q weniger kritisch als die Frequenz-Toleranz. Strengere Einschränkungen gibt es bei höheren Qs, kleineren Bandbreiten, tieferen Einsattelungen und bei Kurven höherer Ordnung.

Bild 5-29.

KAPITEL 6

Tiefpaß-Filterschaltungen

Kapitel 4 zeigte, wann man ein Tiefpaß-Filter benötigt und wie aus diesen Forderungen die Spezifikation für ein Filter einer bestimmten Ordnung und Kurvenform erstellt wird. Diese Informationen wurden dann mittels der Tabellen von Kapitel 4 in Auflistungen für eine Gruppe kaskadierter Abschnitte erster und zweiter Ordnung umgewandelt. Die Frequenz der Abschnitte erster Ordnung und die Frequenz und Dämpfungswerte der Abschnitte zweiter Ordnung wurden dann kombiniert, um die gewünschte Gesamt-Filterkurve zu erhalten.

In diesem Kapitel wollen wir überlegen, wie aktive Schaltungen erster und zweiter Ordnung tatsächlich aufzubauen sind. Wir werden lernen, wie sie ordnungsgemäß zu kaskadieren sind, um das entsprechende Resultat zu erhalten. Für jene, die an genaueren Einzelheiten dieser Schaltungen interessiert sind, werden wir eine detaillierte Analyse der Schaltungen und deren Möglichkeiten geben. Wie gewöhnlich werden wir höhere Mathematik vermeiden.

Schließlich werden wir einen Katalog fertig entwickelter, gebrauchsfertiger Tiefpaß-Filter ohne Mathematik vorstellen, *fertige Schaltungen* für unmittelbaren Einsatz, sowie einige Beispiele.

TYPEN VON TIEFPASS-FILTERN

Es gibt zwei grundlegende Arten von Tiefpaß-Filtern. Das eine ist das "echte" Tiefpaß-Filter, das andere ist das "wechselspannungs-gekoppelte" Tiefpaß-Filter. Wie uns Bild 6-1 zeigt, gibt es einige spezielle Einschränkungen, welche die Wahl des verwendeten Filters beeinflussen.

Die Kurve eines echten Tiefpaß-Filters reicht herab bis zu Gleichspannung, was bedeutet, daß jegliche Eingangs-Spannungspegel, Vorspannungs-

1. Die Kurve eines echten Tiefpaß-Filters reicht bis herab zu Gleichspannung. Jegliche Art von Spannungen, Vorspannungen, Drift, Offset, etc. am Eingang gelangt zum Ausgang. Derartige Gleichspannungs-"Signale" können das Filter in die Sättigung treiben oder den dynamischen Bereich des Filters einschränken.
2. Wenn bei einem Tiefpaß-Filter der Eingang gegen Gleichspannungen abgeblockt wird, MUSS ein *interner* Gleichspannungs-Weg gegen Masse vorgesehen werden, damit das Filter richtig arbeitet.

Bild 6-1. Einige Einschränkungen bei einem aktiven Tiefpaß-Filter.

Verschiebungen, etc. angenommen und zum Ausgang des Filters durchgelassen werden. Wenn die Eingangsspannungen zu groß sind, werden sie den dynamischen Bereich des Filters einschränken, oder dieses in die Begrenzung oder Sättigung treiben. Ein Vorteil des echten Tiefpaß-Filters besteht darin, daß es keine Einschwing-Effekte durch Koppelkondensatoren gibt, wenn Eingangspegel plötzlich verschoben oder geändert werden. Ferner werden die Eingangssignale ständig auf eine bestimmte Grundlinie oder Spannungspegel bezogen.

Bei einem wechselspannungs-gekoppelten Tiefpaß-Filter legen wir einfach einen Trennkondensator an den Eingang, der das Signal durchläßt, jedoch jeden Vorspannungspegel oder Gleichspannungs-Versetzungen vom Eingang fernhält. In Wirklichkeit haben wir jedoch das Filter in einen Bandpaß verwandelt, dessen untere Grenzfrequenz etwa durch die Zeitkonstante des Eingangs-Kondensators bestimmt wird und dessen obere Grenzfrequenz exakt durch das aktive Tiefpaß-Filter gegeben ist.

Für die meisten Anwendungen im Hörbereich ist die Wechselspannungs-Kopplung, die eine untere Grenzfrequenz von einigen Hertz besitzt, am günstigsten, obwohl Störgeräusche, Schaltsprünge und fehlende Gleichspannungs-Wiederherstellung auftreten können. Es gibt jedoch eine wesentliche und ernste Einschränkung für alle wechselspannungs-gekoppelten Tiefpaß-Filter:

Bei ALLEN aktiven Tiefpaß-Filtern MUSS jederzeit ein Gleichspannungs-Weg gegen Masse für die richtige Vorspannung der im Filter verwendeten Operationsverstärker vorgesehen sein.

Wenn wir eine Wechselspannungs-Kopplung verwenden, so bedeutet dies, daß wir diesen Gleichspannungs-Weg intern im Filter vorsehen müssen. Bild 6-2 zeigt, wie wir einen Spannungsfolger mit einem Operationsverstärker sowohl für eine Wechselspannungs-Kopplung des Eingangs als auch zur Lieferung eines Gleichspannungs-Referenzpunktes für die Vor-

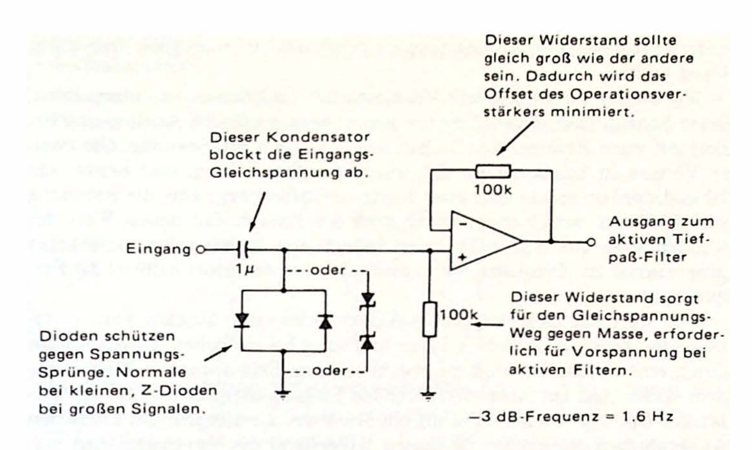
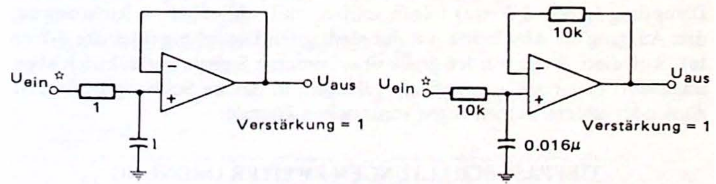


Bild 6-2. Ein Verfahren für Wechselspannungs-Kopplung bei einem Tiefpaß-Filter.

spannung der folgenden aktiven Filterstufen verwenden können. Verstärkung oder Dämpfung kann auch zu diesen Stufen zur Einstellung von System-Pegeln, falls erforderlich, hinzugefügt werden.

TIEFPASS-SCHALTUNGEN ERSTER ORDNUNG

Es gibt nur einen einzigen grundlegenden aktiven Tiefpaß-Abschnitt erster Ordnung, wie in Bild 6-3 gezeigt wird. Er besteht einfach aus einem passiven RC-Tiefpaß-Filter mit einem Spannungsfolger am Ausgang, bestehend aus einem Operationsverstärker. Der Spannungsfolger hält jede Ausgangsbelastung fern und verhindert, daß der Kondensator belastet wird. Normalerweise ist die Verstärkung genau 1, es kann jedoch auch Verstärkung hinzugefügt werden, indem ein zweiter Widerstand vom invertierenden Eingang gegen Masse vorgesehen wird. Wie bei allen aktiven Tiefpaß-



☆ muß gegen Masse über einen Gleichstrom-Weg mit niedriger Impedanz gehen.

(A) Normiert auf 1 Ohm und 1 Radiant/Sekunde.

(B) Normiert auf 10 kΩ und 1 kHz Grenzfrequenz.

Bild 6-3. Aktiver Tiefpaß-Abschnitt 1. Ordnung.

Filtern muß der Eingang einen niederohmigen Gleichspannungs-Weg gegen Masse besitzen.

Wir werden zwei normierte Versionen der zahlreichen von uns verwendeten Schaltungen zeigen. Eine hiervon ist bequem für die Analyse und basiert auf einer Referenz von 1 Ohm und 1 Radiant pro Sekunde. Die zweite Version ist bequemer für die praktische Anwendung, und besitzt ein 10 kΩ-Impedanzniveau und eine 1 kHz-Grenzfrequenz. Um die Frequenz von 1 kHz zu verschieben, entnehmen Sie einfach den neuen Wert des Kondensators aus Bild 6-21, oder ändern den Kondensator umgekehrt proportional zur Frequenz. Verdoppeln des Kondensators halbiert die Frequenz, usw.

Der Wert des Gegenkopplungs-Widerstandes vom Ausgang zum invertierenden Eingang ist nicht kritisch und kann bei einfachen Anwendungen durch eine direkte Verbindung ersetzt werden. Sein optimaler Wert würde dem Widerstand am nicht-invertierenden Eingang entsprechen, um ein Offset des Operationsverstärkers auf ein Minimum zu bringen. Bei kritischen Anwendungen sollten Sie für diesen Widerstand den optimalen Wert verwenden.

Für sehr niedrige Frequenzen kann das Impedanzniveau dieser Schaltung bis auf 100 kΩ erhöht werden, wobei die Widerstände mit 10 multipliziert und die Kondensatoren durch 10 dividiert werden. Die Kondensatoren werden dadurch kleiner, jedoch das Offset des Operationsverstärkers kann zu einem Problem werden.

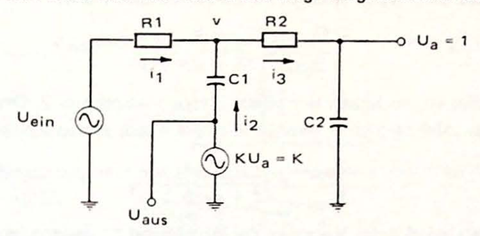
Die Grenzfrequenz der Tiefpaß-Schaltung erster Ordnung kann durch Umschalten des Kondensators oder durch Variieren des Widerstandes über einen vernünftigen Bereich abgestimmt werden. Beispielsweise wird eine Widerstands-Variation von 10:1 eine 10:1 Grenzfrequenz-Änderung ergeben, wobei die *höheren* Frequenzen zu den *niedrigeren* Widerstandswerten gehören.

Theoretisch können Abschnitte erster und zweiter Ordnung in beliebiger Reihenfolge kaskadiert werden. Um jedoch störende Einflüsse von sehr großen Signalen außerhalb des Durchlaß-Bereiches zu verhindern, lohnt es sich immer, den Abschnitt erster Ordnung beim Kaskadieren an *erster* Stelle anzuordnen, worauf die Abschnitte zweiter Ordnung mit der höchsten Dämpfung (große d-Werte) folgen sollten, und schließlich in Richtung auf den Ausgang die Abschnitte mit der niedrigsten Dämpfung (kleinste d-Werte). Auf diese Weise werden große unerwünschte Signale beträchtlich abgeschwächt, bevor sie in eine Stufe gelangen, in der sie Schwingen, Begrenzung oder andere Verzerrungen verursachen können.

TIEFPASS-SCHALTUNGEN ZWEITER ORDNUNG

Es gibt zahlreiche mögliche aktive Tiefpaß-Schaltungen zweiter Ordnung, auch wenn wir jene eliminieren, die schwer abzustimmen sind, eine zu hohe Bauteile-Sensitivität oder zu hohe Ausgangs-Impedanz besitzen, so daß eine gegenseitige Beeinflussung entsteht, oder schwer zu entwerfen

Sallen-Key-Tiefpaß-Filter 2. Ordnung können gewöhnlich in ein passives Netzwerk mit einer aktiven Quelle wie folgt umgezeichnet werden:



Da sich dieses Netzwerk für jede vernünftige Spannung an jedem Punkt gleich verh⁻ˡten muß, ist es bequem, wenn man U_a = 1Volt und U_{aus} = KU_a = K setzt. Wir lösen dann für i_1, i_2 und i_3 und summieren diese:

$$i_3 = \frac{1\,\text{Volt}}{Z_{C2}} = \frac{1}{\frac{1}{j\omega C2}} = j\omega C2$$

$$v = 1 + R2i_3 = 1 + j\omega C2R2$$

$$i_1 = \frac{U_{ein} - v}{R1}$$

$$i_2 = (K - v)j\omega C1$$

$$i_1 + i_2 = i_3$$

$$\frac{U_{ein} - v}{R1} + (K - v)j\omega C1 = j\omega C2$$

$$U_{ein} = j\omega R1C1 + v - (K - v)j\omega R1C1$$

$$U_{ein} = (j\omega)^2 R1C1R2C2 + (j\omega)[R1C1 + C2R2 + (1 - K)R1C1] + 1$$

Wir setzen S = jω und dividieren durch R1C1R2C2

$$U_{ein} = R1C1R2C2\left[S^2 + \left\{\frac{1}{R1C1} + \frac{1}{R2C1} + (1 - K)\frac{1}{R2C2}\right\}S + 1/R1C1R2C2\right]$$

$$U_{aus} = K$$

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{K/R1C1R2C2}{S^2 + \left[\frac{1}{R2C1} + \frac{1}{R1C1} + (1 - K)\frac{1}{R2C2}\right]S + 1/R1C1R2C2}$$

Bild 6-4.

Für ein nützliches Filter wollen wir sicher, daß Frequenz, Verstärkung und Dämpfung unabhängig einstellbar sind, wodurch aber die Werte von K und die Verhältnisse der Widerstände und Kondensatoren eingeschränkt werden. Wenn wir den Ausdruck in eine Form

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{K}{S^2 + dS + 1}$$

bringen können, so haben wir einen Tiefpaß-Abschnitt 2. Ordnung. Für Frequenzen *nicht* gleich 1, müssen wir den Ausdruck so schreiben:

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{K\omega^2}{S^2 + d\omega S + \omega^2} \qquad \text{(A)}$$

Andernfalls wird jeder Versuch, die Dämpfung zu ändern, auch die Verstärkung und die Frequenz verändern, und umgekehrt. Es ergeben sich sehr spezielle Einschränkungen für Verstärkung und Bauteile-Werte. Wir wollen 2 nützliche Schaltungen ohne Wechselwirkung entwerfen:

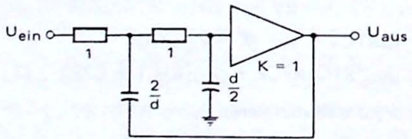
(1) *Verstärkung 1, gleiche Widerstände:* R1 = R2, K = 1, R1R2C1C2 = 1

$$\text{für } \omega = 1, \text{ daher } C1 = \frac{1}{C2}$$

$$\left[\frac{1}{R2C1} + \frac{1}{R1C1} + (1-K)\frac{1}{R2C2}\right]S = \left[\frac{1}{C1} + \frac{1}{C1}\right]S = \left[\frac{2}{C1}\right]S$$

$$d = \frac{2}{C1} \text{ und } C1 = \frac{2}{d} \text{ und } C2 = \frac{d}{2}$$

Ferner haben wir für R1 = R2 = 1 den Ausdruck (A), der Einstellungen ohne Wechselwirkung garantiert. Die Schaltung sieht so aus:



Der Verstärker kann ein Emitterfolger oder ein Spannungsfolger mit einem Operationsverstärker sein.

(2) *Alle Bauteile identisch:*

$$R1 = R2 = C1 = C2. \text{ Für } \omega = 1, \ R1 = R2 = C1 = C2 = 1$$

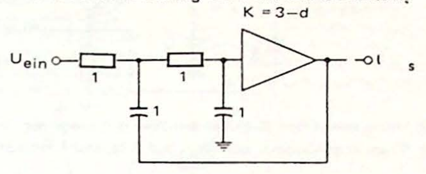
$$\left[\frac{1}{R2C1} + \frac{1}{R1C1} + (1-K)\frac{R2C2}{1}\right]S = [1 + 1 + 1 - K]S$$

$$= [3 - K]S$$

$$3 - K = d \text{ daher } K = 3 - d$$

Bild 6-4 – Fortsetzung.

Beachten Sie, daß dies der *einzige* Wert von K ist, mit dem die Schaltung ordnungsgemäß arbeitet. Wiederum garantiert [illegible] Ausdruck (A), daß keine Wechselwirkung auftritt. Die Schaltung [illegible]eht so aus:



Eine Schaltung mit hoher Eingangs-Impedanz und einer Verstärkung von 3−d ist:

1
2−d
−
+
Uein ☆
Uaus

☆ muß gegen Masse über einen Gleichstrom-Weg mit niedriger Impedanz gehen.

Der Operationsverstärker fährt fort, die + und −Eingänge auf Null zu zwingen. Der Bruchteil des zurückgeführten Ausgangssignals ist

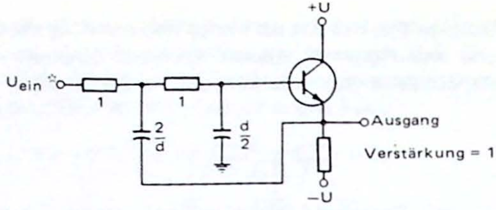
$$\frac{1}{1+2-d}=\frac{1}{3-d}$$ und damit ist die Verstärkung 3−d.

Bild 6-4 — Fortsetzung.

oder anderweitig unpraktisch sind. Die Wahl fiel in diesem Buch auf die Verwendung vier grundlegender aktiver Abschnitte zweiter Ordnung mit verschiedenen verfügbaren Eigenschaften. Zwei hiervon werden *Sallen-Key* oder VCVS (voltage-controlled voltage-source)-Filter genannt, die anderen zwei *Zustands-Variable-* oder *Universal*-Filter. Sehen wir uns diese näher an.

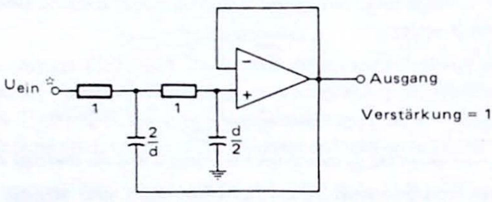
SALLEN-KEY-SCHALTUNGEN MIT VERSTÄRKUNG 1

Dies ist das einfachste aktive Filter zweiter Ordnung, das Sie aufbauen können. Wir verwendeten es in Bild 1-2D um zu zeigen, was ein aktives Filter zu bieten hat. Sallen-Key-Schaltungen zweiter Ordnung bestehen im allgemeinen aus zwei kaskadierten RC-Abschnitten, die einen nicht-invertierenden Verstärker mit hoher Eingangs-Impedanz treiben. Eine Gegenkopplung vom Ausgang zu einem der Widerstände oder Kondensatoren polstert die Kurve auf, die normalerweise einen abfallenden, stark gedämpften Verlauf kaskadierter RC-Glieder aufweisen würde. Diese positive Gegenkopplung liefert genügend zusätzliche Verstärkung in der Nähe der Grenzfrequenz, um uns jeden gewünschten Wert der Dämpfung zu geben. Der Operationsverstärker dient zum Transport von Energie von der Strom-



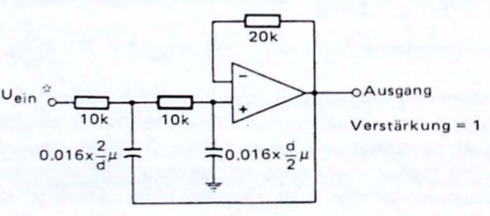
☆ muß gegen Masse über einen Gleichstrom-Weg mit niedriger Impedanz gehen.

(A) Transistor-Version, normiert auf 1 Ω und 1 Radiant/Sek.



☆ muß gegen Masse über einen Gleichstrom-Weg mit niedriger Impedanz gehen.

(B) Operationsverstärker-Schaltung, normiert auf 1 Ω und 1 Radiant/Sek.



☆ muß gegen Masse über einen Gleichstrom-Weg mit niedriger Impedanz gehen.

(C) Operationsverstärker-Schaltung, normiert auf 10 kΩ und 1 kHz Grenzfrequenz.

Bild 6-5. Einfachste Form für einen aktiven Sallen-Key-Tiefpaß-Abschnitt 1. Ordnung mit Verstärkung 1.

versorgung in den richtigen Punkt der Schaltung, um eine Kurve zu liefern, die das mathematische Äquivalent eines Abschnittes mit einer einzelnen Spule und einem Kondensator darstellt – natürlich ohne der Einschränkung durch eine Belastung, Probleme mit der Brumm-Einstreuung und Kosten der Spule.

Die zu den Sallen-Key-Abschnitten gehörige Mathematik ist in Bild 6-4 enthalten. Bei Verwendung dieser Schaltung gibt es eine unglaubliche Vielzahl von Zusammenhängen zwischen Widerstands- und Kapazitäts-Verhältnissen, Schaltungsverstärkung, verfügbarer Dämpfungswerte, usw. Es gibt jedoch sehr definierte Einschränkungen, welche Schaltungswerte mit anderen in einer Sallen-Key-Schaltung für eine bestimmte Kurvenform verwen-

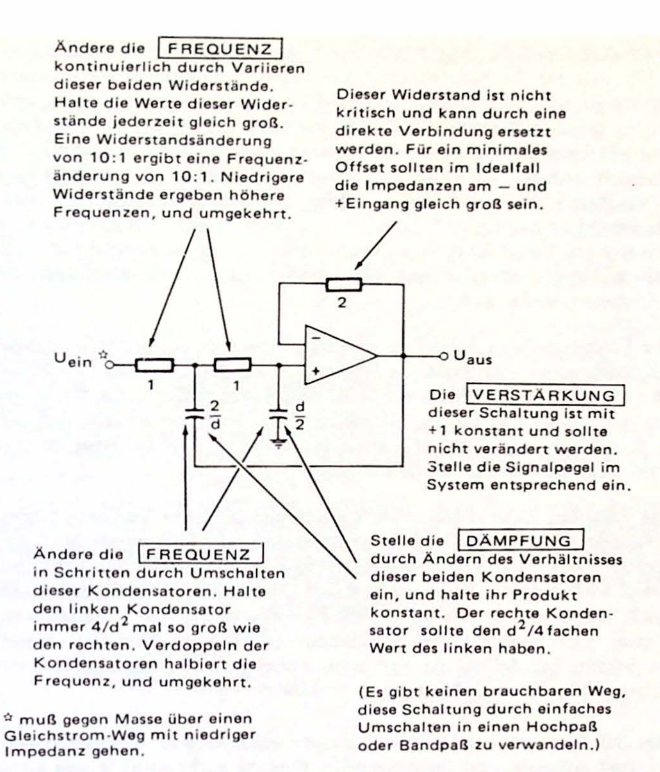


Bild 6-6. Einstellung oder Abstimmung des Sallen-Key-Tiefpaß-Abschnittes 1. Ordnung mit Verstärkung 1.

det werden dürfen. Zwei der nützlichsten Varianten der betriebsfähigen Sallen Key-Schaltungen sind die *Sallen-Key-Abschnitte mit der Verstärkung 1* und die *Sallen-Key-Abschnitte mit gleichen Komponenten*.

Beide Schaltungen besitzen feste Verstärkungen und werden NUR wie erwartet bei der Verstärkung arbeiten, die speziell für diese Schaltung festgelegt wurde. Diese Verstärkungen sind ziemlich handlich, offensichtlich 1 bei der Version mit der Verstärkung 1, und ein genau spezifizierter Wert von etwa 2 (Spannungsverstärkung) oder +6 dB je Abschnitt zweiter Ordnung im Falle der gleichen Komponenten. Wenn wir andere Verstärkungswerte benötigen, können diese leicht durch externe Einstellung der Systempegel erzielt werden. Oder, falls es sein muß, können Sie die Mathematik in Bild 6-4 auf eigenes Risiko für maßgeschneiderte Verstärkungswerte einsetzen.

Die Sallen-Key-Schaltungen mit Verstärkung 1 sind in Bild 6-5 zu sehen. Für extreme Wirtschaftlichkeit kann diese Schaltung nur mit einem Emitterfolger aufgebaut werden (Bild 6-5A), aber es bringt eine Reihe von Vorteilen, wenn stattdessen ein Operationsverstärker verwendet wird. Diese Vorteile beinhalten ein höheres Verhältnis der Eingangs-Impedanz zur Ausgangs-Impedanz, das Fehlen eines temperatur-abhängigen Offsets von 0.6 Volt zwischen Eingang und Ausgang, weniger Wechselwirkung zwischen Betriebsspannung und Signal und schließlich eine Verstärkung von genau 1. Eine Verstärkung von 1 kann sehr wichtig in Abschnitten mit niedrigen Dämpfungswerten sein. Die Verstärkung eines Emitterfolgers ist immer etwas weniger als 1.

Die Frequenz dieser Schaltung wird durch das Produkt der Widerstände und Kondensatoren bestimmt, die Dämpfung dagegen durch das *Verhältnis* der Kondensatoren. Die Widerstände MÜSSEN immer identische Werte besitzen, und die Kondensatoren MÜSSEN immer so bemessen sein, daß der linke Kondensator $4/d^2$ mal größer als der rechte ist. Bild 6-6 zeigt die Details für diese gegenseitige Abstimmung.

Die Frequenz kann kontinuierlich durch gleichzeitiges Variieren beider Widerstände mittels eines Doppelpotentiometers oder eines mechanisch gekoppelten Paares von Trimmpotentiometern verändert werden. Eine stufenweise Änderung der Frequenz ist durch Umschalten der Kondensatoren möglich, wobei aber immer ihr Verhältnis konstant auf $4/d^2$ gehalten werden muß. Eine Änderung der Kondensatoren im Verhältnis 10:1 ergibt einen dekadischen Schritt der Frequenz, wobei größere Kondensatorwerte niedrigere Frequenzen bedeuten.

Wie bei zahlreichen anderen Schaltungen ist der Gegenkopplungs-Widerstand vom Ausgang zum invertierenden Eingang nicht kritisch und kann häufig durch eine direkte Verbindung ersetzt werden. Für ein minimales Offset ist sein optimaler Wert identisch mit der Gleichspannungs-Impedanz, gesehen vom nicht-invertierenden Eingang gegen Masse. Wir müssen auch einen Gleichstrom-Weg gegen Masse für den nicht-invertierenden Eingang über die Eingangs-Schaltung vorsehen.

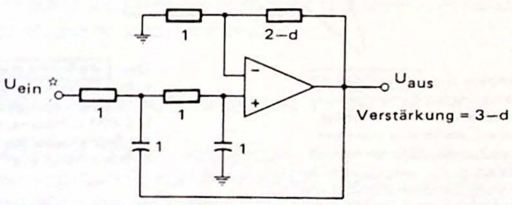
Diese Schaltung ist sehr handlich und einfach, sie besitzt jedoch einige Einschränkungen, so daß wir uns nach einer etwas besseren Schaltung umsehen können. Es gibt keine Möglichkeit, diese Schaltung durch ein einfaches "Umdrehen" in einen Hochpaß mit identischen Eigenschaften zu verwandeln. Die Kapazitätswerte sind nicht leicht zu berechnen und niedrige d-Werte bewirken, daß die beiden Kondensatoren in ihren Werten sehr weit auseinanderliegen. (Ein d von 0.1 bedeutet ein Kapazitätsverhältnis von 400:1.) Schließlich ist die Dämpfung schwer einzustellen, ohne daß eine Wechselwirkung mit der Frequenz entsteht, auf die der Abschnitt eingestellt ist.

SALLEN-KEY-SCHALTUNGEN MIT GLEICHEN BAUTEILEWERTEN

Wenige Entwickler aktiver Schaltungen sind sich bewußt, daß es eine "magische" Kombination von Werten der Sallen-Key-Schaltung gibt, die extrem einfach anzuwenden, zu entwerfen und abzustimmen ist. Diese magische Kombination tritt auf, wenn wir beide Widerstände auf gleiche Werte und beide Kondensatoren auf gleiche Werte zwingen. Dies kann aber nur mit einem einzigen Wert der Schaltungs-Verstärkung funktionieren. Dieser magische Wert ist 3–d. Sehr schön hierbei ist, daß die Verstärkung des Verstärkers *nur* die Dämpfung beeinflußt, wodurch wir diese beliebig einstellen können. Die Widerstände und Kondensatoren sind in den entsprechenden Werten identisch und sind folglich triviale Entwurfsüberlegungen. Als zusätzlicher Bonus ist es sehr einfach, die Schaltung in einen identischen Hochpaß umzuwandeln, indem einfach die Kondensatoren und Widerstände ihre Plätze tauschen.

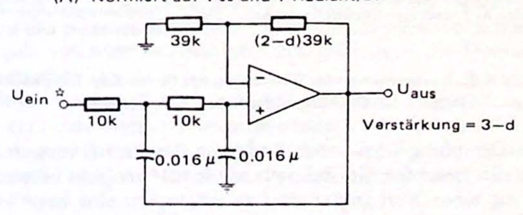
Diese Schaltung wird *Sallen-Key-Schaltung mit gleichen Bauteilewerten* (oder gleichen Komponenten) genannt. Sie ist in Bild 6-7 zu sehen, Einzelheiten ihrer Abstimmung in Bild 6-8.

Um die Frequenz einzustellen, ändern Sie beide Widerstände, *halten jedoch ihre Werte jederzeit gleich groß*. Höhere Widerstandswerte ergeben niedrigere Frequenzen. Sie können die Frequenz stufenweise durch Ändern der Kondensatoren umschalten, *wobei Sie jedoch immer die Werte*




☆ muß gegen Masse über einen Gleichstrom-Weg mit niedriger Impedanz gehen.

(A) Normiert auf 1 Ω und 1 Radiant/Sek.



☆ muß gegen Masse über einen Gleichstrom-Weg mit niedriger Impedanz gehen.

(B) Normiert auf 10 kΩ und 1 kHz Grenzfrequenz.

Bild 6-7. Das Sallen-Key-Tiefpaß-Filter 2. Ordnung mit gleichen Komponenten besitzt unabhängig voneinander einstellbare Dämpfung und Frequenz.

beider Kondensatoren gleich groß halten. Kapazitätswerte können aus Bild 6-21 entnommen werden, oder sie können einfach als reziprokes Frequenz-Verhältnis berechnet werden.

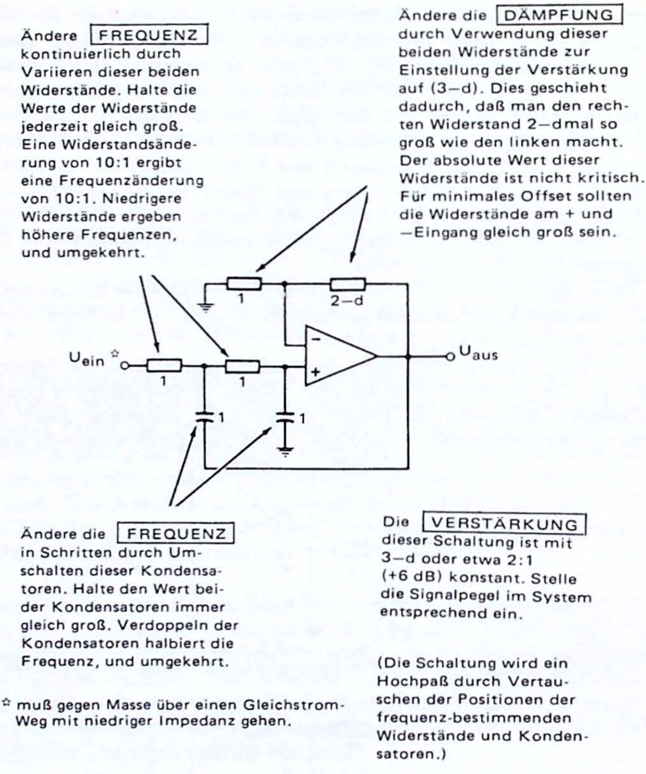


Bild 6-8. Abstimmung oder Einstellung des Sallen-Key-Tiefpaß-Abschnittes 2. Ordnung mit gleichen Komponenten.

Die Dämpfung wird durch Änderung der Verstärkung des Verstärkers eingestellt. Beachten Sie, daß falls wir jemals versucht hätten, die Verstärkung auf einen Wert *größer als 3* zu setzen, wir eine negative Dämpfung, oder einen Oszillator bekommen hätten. Dieser Arbeitspunkt ist weit genug entfernt vom normalen Betrieb, und die Verstärkung wird durch das Verhältnis zweier Widerstände stabil eingestellt. Nichtsdestoweniger, wenn Sie eine einstellbare variable Dämpfung vorsehen, so sorgen Sie dafür, daß der höchste Verstärkungswert immer etwas *unter* 3 liegt.

Das *Verhältnis* der Widerstände am invertierenden Eingang wirkt als Spannungsteiler, um die Verstärkung und Dämpfung der Stufe einzustellen. Wenn Sie einen Operationsverstärker in der Nähe seiner oberen Frequenzgrenze betreiben (siehe Bild 6-22), können Dämpfungswerte verwendet werden, die etwas niedriger als die normalen Werte liegen, um den Verstärkungsabfall des Verstärkers zu kompensieren.

Der absolute Wert der verstärkungs-bestimmenden Widerstände ist nicht besonders kritisch. Im Idealfall sollte für ein Offset-Minimum ihre *Parallel-Kombination* gleich dem gesamten Widerstand sein, der am nicht-invertierenden Eingang gegen Masse gesehen wird. Daher sieht mit zwei frequenzbestimmenden 10 kΩ-Widerständen der + (oder nicht-invertierende) Eingang einen 20 kΩ-Widerstands-Pfad gegen Masse. Ein typischer Dämpfungs-Widerstand, berechnet als 39 kΩ x (2–d), wird etwa 39 kΩ betragen. Dies parallel mit dem 39 kΩ-Teilerwiderstand ergibt etwa 20 kΩ, wodurch die Impedanz an beiden Eingängen etwa gleich groß ist. Nebenbei bemerkt, bei einem 39 kΩ-Widerstand vom invertierenden Eingang gegen Masse würde der kritische Widerstand für d = 0 gleich 78 kΩ groß sein. Gegenkopplungs-Widerstände müssen immer *kleiner* als dieser Wert für eine stabile Arbeitsweise sein.

Wie gewöhnlich müssen wir für einen Gleichspannungs-Weg für die Vorspannung des Operationsverstärkers durch den Eingang sorgen. Diese Schaltung kann unter Verwendung eines vierpoligen Umschalters in einen Hochpaß mit identischen Eigenschaften durch Vertauschen der Kondensatoren und Widerstände umgeschaltet werden.

UNIVERSALSCHALTUNGEN MIT VERSTÄRKUNG 1

Das Sallen-Key-Tiefpaß-Filter mit gleichen Komponenten ist gerade das Filter mit einem einzelnen Operationsverstärker, das am leichtesten zu entwerfen und am einfachsten anzuwenden ist, insbesondere, wenn Sie es über einen bestimmten Frequenzbereich abstimmen oder die Dämpfung einstellen müssen. Wenn Sie jedoch etwas höhere Ansprüche an die Eigenschaften stellen, werden Sie zu einem Universal-Filter mit mehreren Operationsverstärkern übergehen müssen, bei dem man drei oder sogar vier Operationsverstärker verwendet.

Weshalb dieser Aufwand? Für die Mehrzahl der fest eingestellten oder manuell abgestimmten Tiefpaß-Filteranwendungen gibt es keinen Grund, nach etwas besserem Ausschau zu halten, auch wenn zusätzliche Operationsverstärker sehr billig sind. Manchmal braucht man jedoch bessere Filter, zum Beispiel:

Wenn Sie ein Filter benötigen, das leicht über einen sehr großen Frequenzbereich mittels einer Spannung elektronisch abzustimmen oder einzustellen ist.

Wenn Sie extrem niedrige d-Werte benötigen, ohne sich dabei um die Stabilität zu sorgen.

Wenn Sie ein Filter benötigen, das sehr leicht auf Hochpaß oder Bandpaß umzuschalten ist.

Wenn Sie eine variable Verstärkung innerhalb des Filters benötigen.

Wenn Sie mit Dingen wie Quadratur-Kunst (siehe Kapitel 10), oder elektronischer Musik, bei der zwei Quadratur-Ausgänge (90° phasenverschoben) erforderlich sind, zu tun haben.

Wenn Sie mit ausgefallenen Übertragungs-Funktionen arbeiten, wie Allpaß oder Bandsperre, die gleichzeitige Ausgänge benötigen.

Wenn Sie ein Cauer (oder elliptisches)-Filter aufbauen, das sowohl einen Tiefpaß- wie Hochpaß-Ausgang zur selben Zeit benötigt (siehe Kapitel 9).

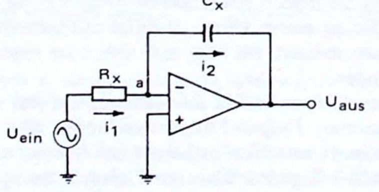
Wenn eine dieser besonderen Forderungen benötigt wird, dann ist ein *universelles Filtermodul*, auch *zustands-variables (state-variable) Filter* genannt, die Antwort. Das "zustands-variable" Filter verwendet drei oder vier Operationsverstärker. Die mathematischen Einzelheiten sind in Bild 6-9 dargestellt.

Trotz seines ausgefallenen Namens ist die Schaltung nichts anderes als das Analogon eines Pendels. Zwei Operationsverstärker sind als invertierende Integratoren geschaltet und hintereinander angeordnet. Das Ausgangssignal des zweiten Integrators wird mit einer Verstärkung von 1 invertiert und zum Eingang des ersten Integrators geführt. Dies löst die Differential-Gleichung für ein ungedämpftes Pendel oder einen einfachen Sinus-Oszillator. Außerdem wird zusätzliche Gegenkopplung vom ersten Integra-

MATHEMATIK

Universal-Tiefpaß-Abschnitte 2. Ordnung.

Eine Integrator-Schaltung mit einem Operationsverstärker sieht folgenmaßen aus:



Die hohe Verstärkung des Operationsverstärkers treibt die Differenz zwischen den + und −Eingängen ständig auf Null. Die Spannung am −Eingang wird immer extrem nahe bei Masse sein und kann daher als *virtuelle* Masse betrachtet werden.

Bild 6-9.

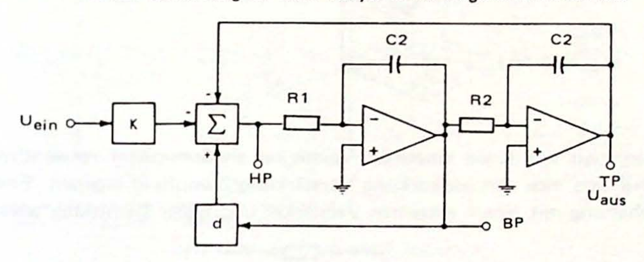
$$i_1 = \frac{U_{ein}}{R_X} \quad \text{da Punkt a eine virtuelle Masse ist}$$

$$i_2 = \frac{-U_{aus}}{1/j\omega C_x} = i_1 = \frac{U_{ein}}{R_X}$$

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = -\frac{1}{j\omega R_x C_x} \quad \text{oder mit } S = j\omega$$

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = -\frac{1}{R_x C_x S}$$

Die Universal-Schaltung für die Analyse sieht folgendermaßen aus:



$$U_{HP} = -KU_{TP} - U_{ein} + dU_{BP}$$

$$U_{BP} = -\frac{U_{HP}}{SR1C1}$$

$$U_{aus} = U_{TP} = -\frac{U_{BP}}{SC2R2} = \frac{U_{HP}}{S^2R1C1R2C2}$$

Ausgänge:
BP = Bandpaß
HP = Hochpaß
TP = Tiefpaß

$$U_{HP} = U_{aus}(S^2R1C1R2C2)$$

und

$$U_{BP} = -U_{aus}(SC2R2)$$

Kombiniert man diese, so ergibt sich

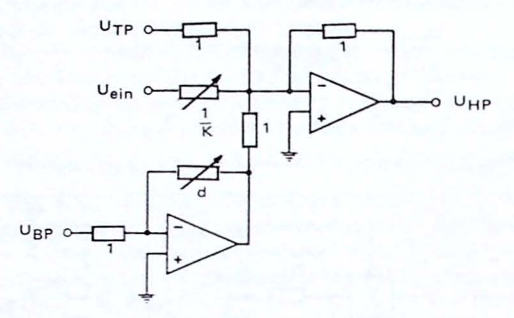
$$U_{aus}(S^2R1R2C1C2) = -KU_{ein} - U_{aus} - d(SC2R2)U_{aus}$$

$$\boxed{\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{-K/R1C1R2C2}{S^2 + \frac{d}{R1C1}S + \frac{1}{R1C1R2C2}}}$$

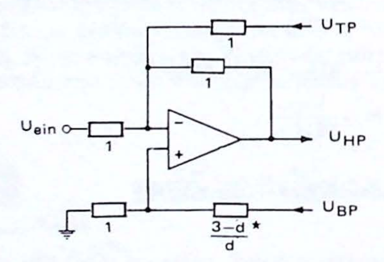
Wir sehen, daß dies schon an sich in der Form $\frac{K}{S^2 + dS + 1}$ für ω oder f normiert für 1 vorliegt, und in der Form $\frac{K\omega^2}{S^2 + d\omega S + \omega^2}$ für jede Fre-

Bild 6-9 – Fortsetzung.

quenz, was bedeutet, daß wechselwirkungsfreie Einstellung von Frequenz und Dämpfung gesichert ist, vorausgesetzt, wir halten R1C2 = R2C2. Es muß ferner eine einfache Summierschaltung vorgesehen werden, die individuelle Einstellung von Frequenz und Dämpfung gestattet:



Wenn wir nur einen einzelnen Verstärker als Summierer verwenden, wird sich eine Wechselwirkung Verstärkung/Dämpfung ergeben. Eine Schaltung mit einem einzelnen Verstärker und fester Dämpfung wäre:



Die Schaltungswerte gelten für die Verstärkung 1. Am +Eingang ist die Verstärkung 3; die unteren beiden Widerstände sind ein Spannungsteiler mit d/3; die Netto-Verstärkung ist +d vom U_{BP}-Eingang. Der Widerstand ★ kann ähnlich für andere *feste* Verstärkungen berechnet werden.

Bild 6-9 – Fortsetzung.

tor zu seinem eigenen Eingang zurückgeleitet, (wodurch "Reibung" oder "Luftwiderstand" dem "Pendel" oder seinem "Lager" zugeführt wird), um einen bestimmten Betrag an Dämpfung zu liefern.

Schließlich wird ein Eingangssignal auch dem Eingang der Summier-Stufe vor dem ersten Integrator zugeführt, wodurch sich ein elektronisches Eingangssignal oder eine treibende Kraft für das "Pendel" ergibt. Die Eingangs-Summierstufe kombiniert die Oszillator-Gegenkopplung, Dämp-

fungs- und Eingangssignale. Bei richtiger Dimensionierung dieses Summierblockes können Sie Schaltungsverstärkung Frequenz und Dämpfung unabhängig voneinander einstellen.

Es gibt *drei* mögliche Ausgänge: einen Tiefpaß-, einen Hochpaß- und einen Bandpaß-Ausgang. Alle besitzen normalerweise identische Verstärkung. Bei kritischer Dämpfung ist die Mittenfrequenz des Bandpaß-Ausganges gleich der Grenzfrequenz der Hochpaß- und Tiefpaß-Ausgänge. Für einen Entwurf mit d = 0.2 werden sich die Hochpaß- und Tiefpaß-Aus-

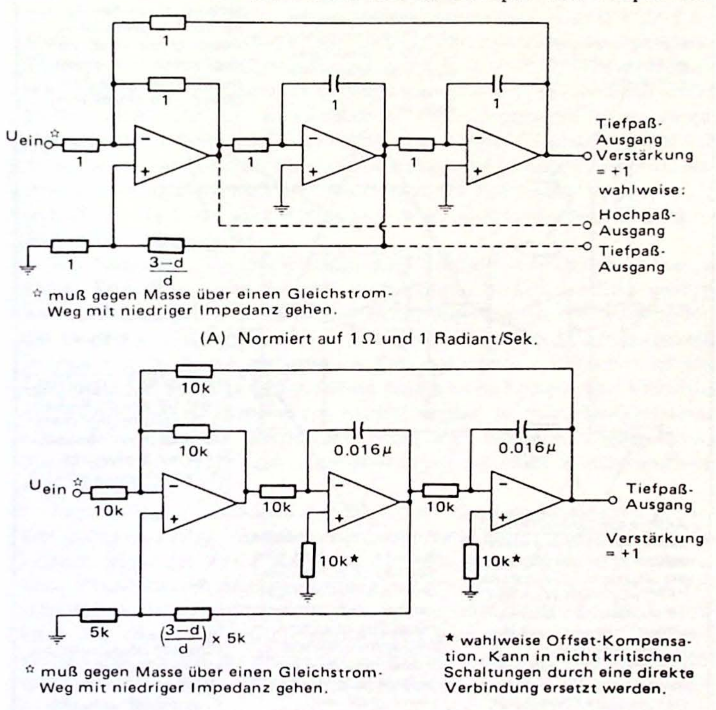


Bild 6-10. Ein Filter mit 3 Verstärkern bietet niedrige Sensitivität, einfache spannungsgesteuerte Abstimmung und einfache Umwandlung in Bandpaß oder Hochpaß. Die Verstärkung beträgt 1.

gänge wie Filter mit einem Dämpfungswert von 0.2 verhalten. Der Bandpaß-Abschnitt wird ein Q von 5 haben und die maximalen Ausgangssignale aller drei Abschnitte sind im wesentlichen identisch in Frequenz und Amplitude.

Ändere FREQUENZ kontinuierlich durch Variieren dieser beiden Widerstände. Halte die Werte der Widerstände jederzeit gleich groß. Eine Widerstandsänderung von 10:1 ergibt eine Frequenzänderung von 10:1. Niedrigere Widerstände ergeben höhere Frequenzen, und umgekehrt.

Ändere die FREQUENZ der Schaltung durch Umschalten dieser Kondensatoren. Halte den Wert beider Kondensatoren immer gleich groß. Verdoppeln der Kondensatoren halbiert die Frequenz, und umgekehrt.

Halte das Verhältnis dieser 3 Widerstände immer auf 1:1:1.

U_{ein} ☆
1
1
1
1
1
1
1
HP
TP
U_{aus}
Tiefpaß
1
$\frac{3-d}{d}$
★
★

Die VERSTÄRKUNG dieser Schaltung ist auf +1 eingestellt und sollte nicht verändert werden. Stelle die Signalpegel im System entsprechend ein.

Ändere die DÄMPFUNG durch Verwendung dieser beiden Widerstände, um die Verstärkung von Punkt "BP" auf einen Wert von +d einzustellen. Dies geschieht dadurch, daß der rechte Widerstand (3–d)/d mal so groß wie der linke gemacht wird. Der absolute Wert dieser Widerstände ist nicht kritisch. Für minimales Offset sollten die vom + und –Eingang aus gesehenen Widerstände gleich groß sein.

★ diese Widerstände sind nicht kritisch und können häufig durch eine direkte Verbindung ersetzt werden. Für minimales Offset sollten im Idealfall die vom + und –Eingang aus gesehenen Widerstände gleich groß sein.

(Die Schaltung wird zu einem Hochpaß oder Bandpaß, indem einfach die HP- oder BP-Ausgänge verwendet werden.)

☆ muß gegen Masse über einen Gleichstrom-Weg mit niedriger Impedanz gehen.

Bild 6-11. Einstellung oder Abstimmung des Universal-Tiefpaß-Abschnittes mit Verstärkung 1.

Wir haben mehrere Möglichkeiten für den Summierblock. Ein einzelner Operationsverstärker kann die Gegenkopplung, ein Eingangssignal und die Dämpfung in nahezu jedem Verhältnis summieren. Aber da die Dämpfung nicht, die beiden anderen Signale dagegen invertiert werden, können wir die Verstärkung nicht *unabhängig* einstellen – zumindest nicht mit einem einzelnen Potentiometer – ohne auch die Dämpfung zu verändern.

Ein fest eingestelltes Tiefpaß-Universalfilter mit einer Verstärkung von 1 ist in Bild 6-10 dargestellt, und seine Abstimm-Details sind in Bild 6-11 zu sehen. Es lohnt sich, die frequenz-bestimmenden Widerstände gleich groß zu machen und ebenso die frequenz-bestimmenden Kondensatoren. Wie bei früheren Schaltungen wird beim gleichzeitigen Variieren beider Widerstände die Frequenz entgegengesetzt geändert, ebenso beim stufenweisen Umschalten der Kondensatoren. Die niedrigeren Frequenzen entsprechen den größeren RC-Produkten. Die C-Werte können aus Bild 6-21 entnommen werden oder als einfache Frequenz-Kehrwerte berechnet werden. Die Dämpfung wird mit einem einzigen Widerstand eingestellt, der sich als (3–d)/d mal dem Widerstand am nicht-invertierenden Eingang des Summierblockes errechnet.

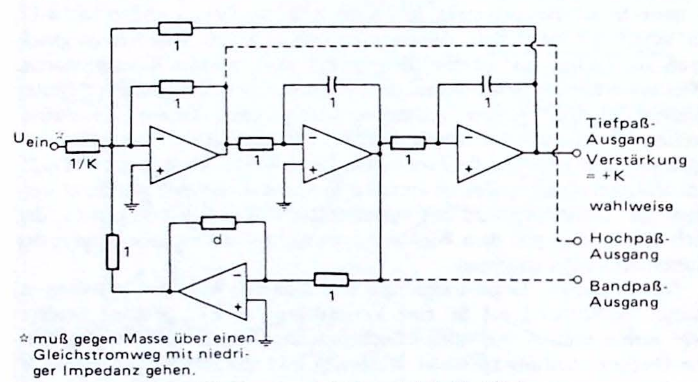
Die Eingangs-, Gegenkopplungs- und Summier-Widerstände sollten in einem Verhältnis 1:1:1 für eine Verstärkung von Eins gehalten werden. Wie vorher müssen wir einen Gleichspannungs-Weg für den Eingang über die Quellenschaltung vorsehen. Wiederum sind absolute Widerstandswerte an den + oder nicht-invertierenden Eingängen nicht kritisch und können verwendet werden, das Offset auf ein Minimum zu bringen. Das Verhältnis der Widerstände am nicht-invertierenden Eingang des Summier-Operationsverstärkers sollte die Gesamtverstärkung vom Bandpaß-Ausgang zurück durch den Summierer zum Hochpaß-Ausgang auf einen Verstärkungswert von "d" setzen.

Umschalten auf Bandpaß oder Hochpaß ist trivial. Wählen Sie einfach den entsprechenden Ausgang mit einem passenden Umschalter aus. Sie können leicht die Werte des Eingangs-Operationsverstärkers für verschiedene Verstärkungen neu berechnen. Erinnern Sie sich daran, daß die Verstärkung in der Gegenkopplungs-Schleife –1 sein muß, und die Verstärkung am "Reibungs"-oder Dämpfungs-Eingang sollte +d sein. Kapitel 2 enthält ein Beispiel für die Berechnung gemischter Verstärkungen an den invertierenden und nicht-invertierenden Eingängen eines Summier-Verstärkers. Siehe Bild 2-17B.

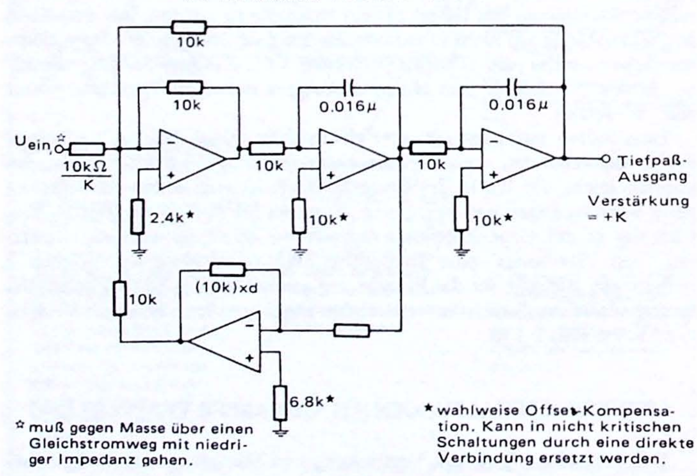
UNIVERSALSCHALTUNGEN MIT VARIABLER VERSTÄRKUNG

Der einfachste Weg, um Verstärkung und Dämpfung vollständig unabhängig voneinander zu machen, besteht im Invertieren des Dämpfungs-Signals mit einem vierten Operationsverstärker mit einer Verstärkung von –d und dann im unabhängigen Summieren der Eingangs-, Gegenkopplungs- und Dämpfungssignale am invertierenden Eingang im klassischen Opera-

tionsverstärker-Stil. Als weiterer Vorteil ist der Widerstandswert für "d" einfach 10 kΩ mal "d", wodurch sich komplexe Berechnungen erübrigen. Diese Schaltung mit variabler Verstärkung ist in Bild 6-12 zu sehen, Abstimm- und Einstell-Details in Bild 6-13. Mit Ausnahme der Verstärkungs- und Dämpfungs-Unabhängigkeit ist sie identisch mit der aus drei Verstärkern bestehenden Schaltung.



(A) Normiert auf 1 Ω und 1 Radiant/Sek.



(B) Normiert auf 10 kΩ und 1 kHz Grenzfrequenz.

Bild 6-12. Universal-Filter mit variabler Verstärkung. Verstärkung, Frequenz und Dämpfung sind unabhängig voneinander einstellbar.

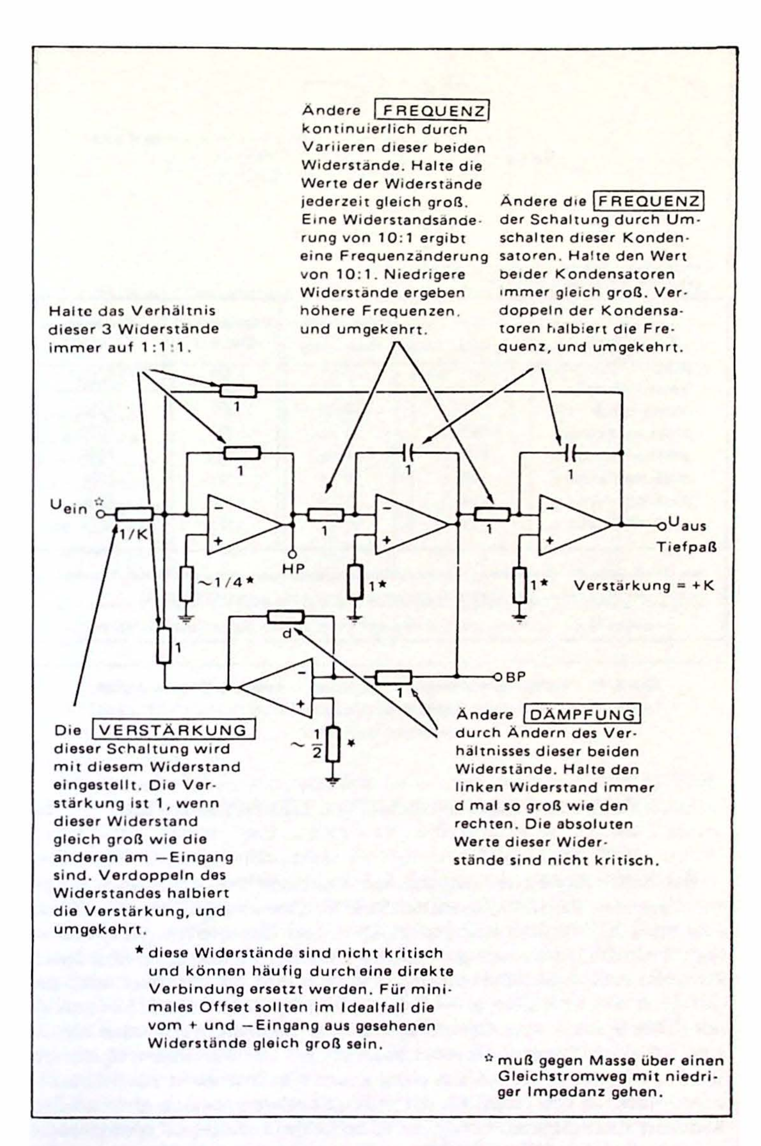
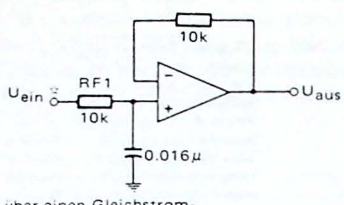


Bild 6-13. Einstellung oder Abstimmung des Universal-Tiefpaß-Abschnittes 2. Ordnung mit variabler Verstärkung.



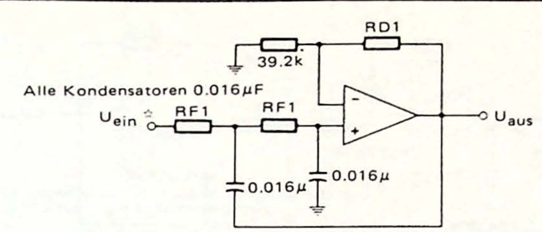
Filter-Type	RF1	Verstärkung U_{aus}/U_{ein}	Verstärkung Dezibel	Bauteile-Toleranz
Beste Verzög.	10K	1	0	10%
Kompromiß	10K	1	0	10%
Flachste Amplit.	10K	1	0	10%
Leichte Welligk.	10K	1	0	10%
1 dB Welligkeit	10K	1	0	10%
2 dB Welligkeit	10K	1	0	10%
3 dB Welligkeit	10K	1	0	10%

Um die Frequenz zu ändern, skaliere alle Kondensatoren entsprechend. Verdreifachen der Kapazität verringert die Frequenz auf 1/3, und umgekehrt.

Bild 6-14. Tiefpaß-Schaltungen 1. Ordnung, –6 dB pro Oktave Abfall, 1 kHz Grenzfrequenz.

GEBRAUCHSFERTIGE AKTIVE TIEFPASS-FILTER

Das Sallen-Key-Filter mit gleichen Komponenten stellt einen guten grundlegenden Baustein für zahlreiche Filteranwendungen dar. Die Bilder 6-14 bis 6-20 enthalten eine Sammlung von standardisierten gebrauchsfertigen Tiefpaß-Filtern erster bis sechster Ordnung mit sieben verschiedenen Kurvenformen, vom Filter mit bester Verzögerung bis zu Filtern mit 3 dB Welligkeit. (Siehe Kapitel 9 für Cauer- oder elliptische Filter). Alle gezeigten Filter besitzen eine Grenzfrequenz von 1 kHz und verwenden identische 0.016 µF-Kondensatoren in allen Stufen. Um die Grenzfrequenz zu ändern, entnehmen Sie einfach einen neuen Kapazitätswert aus Bild 6-21, oder berechnen das Verhältnis des neuen Kondensators zum alten als den Kehrwert des Frequenz-Verhältnisses. Sollte der endgültige Kapazitätswert zwischen zwei handelsübliche Werte fallen, so erhöhen oder vermindern Sie die Impedanz der Schaltung entsprechend.



☆ muß gegen Masse über einen Gleichstrom-Weg mit niedriger Impedanz gehen.

Filter-Type	RF1	RD1	Verstärkung U_{aus}/U_{ein}	Verstärkung Dezibel	Bauteile-Toleranz
Beste Verzög.	7.87K	10.5K	1.3	2.3	10%
Kompromiß	8.87K	16.9K	1.4	3.0	10%
Flachste Ampl.	10.0K	22.6K	1.6	4.1	10%
Leichte Wellig.	10.7K	30.9K	1.8	5.2	10%
1 dB Welligkeit	11.5K	37.4K	2.0	6.0	10%
2 dB Welligkeit	11.8K	43.2K	2.1	6.4	10%
3 dB Welligkeit	11.8K	48.7K	2.2	6.8	5%

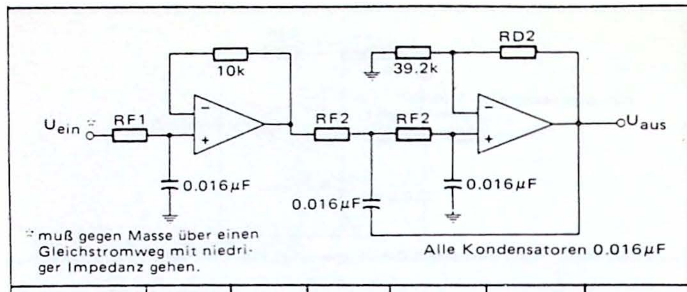
Um die Frequenz zu ändern, skaliere alle Kondensatoren entsprechend. Verdreifachen der Kapazität verringert die Frequenz auf ein Drittel, und umgekehrt.

Bild 6-15. Tiefpaß-Schaltungen 2. Ordnung, −12 dB pro Oktave Abfall, 1 kHz Grenzfrequenz.

Alle erforderlichen Widerstandswerte wurden auf handelsübliche Werte mit 1% Toleranz aufgerundet. Die Richtlinien für die tatsächlich erforderlichen Genauigkeiten sind in Bild 4-19 zu finden, wobei jede der Tabellen eine empfohlene Arbeitstoleranz für jede Schaltung angibt. Werte mit 5% Toleranz sind für die Mehrzahl der Schaltungen mehr als ausreichend. Verwenden Sie trotzdem die beste verfügbare Genauigkeit.

Die Filter werden mit den höher gedämpften Abschnitten gegen den Eingang hin angeordnet. Die Gesamt-Schaltungsverstärkung wird ebenfalls angegeben, sowohl als Ausgangs/Eingangs-Spannungs-Verhältnis, als auch in Dezibel. Um eines hiervon zu verwenden, entscheiden Sie zuerst mit Hilfe von Kapitel 4, welche Sie wollen. Dann zeichnen Sie das Schaltbild, setzen die Widerstandswerte ein, und skalieren die Kondensatoren auf Ihre Grenzfrequenz. Das ist alles.

Schaltungen erster, zweiter und dritter Ordnung sind in den Bildern 6-14 bis 6-16 zu finden. Der zweite Operationsverstärker kann gewöhnlich aus einem nicht-kritischen Filter dritter Ordnung entfernt werden, wobei der Trick von Bild 6-17 verwendet wird. Hier wird der Eingangs-RC-Ab-



Filter-Type	RF1	RF2	RD2	Verst. U_{aus}/U_{ein}	Verst. dB	Bauteile-Toleranz
Beste Verzög.	7.50K	6.81K	21.5K	1.6	4.1	10%
Kompromiß	8.68K	8.25K	31.6K	1.8	5.1	10%
Flachste Ampl.	10.0K	10.0K	39.2K	2.0	6.0	10%
Leichte Wellig.	15.0K	10.5K	51.1K	2.3	7.3	10%
1dB Welligkeit	22.1K	11.0K	59.0K	2.5	8.0	5%
2dB Welligkeit	30.9K	11.0K	63.4K	2.6	8.3'	5%
3dB Welligkeit	33.2K	11.0K	66.5K	2.7	8.6	2%

Um die Frequenz zu ändern, skaliere alle Kondensatoren entsprechend. Verdreifachen der Kapazität verringert die Frequenz auf ein Drittel, und umgekehrt.

Bild 6-16. Tiefpaß-Schaltungen 3. Ordnung, −18 dB pro Oktave Abfall, 1 kHz Grenzfrequenz.

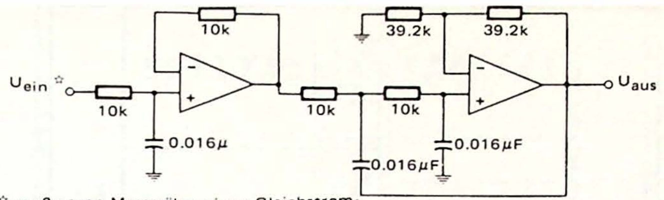
schnitt entlastet, indem seine Impedanz auf ein Zehntel seines Normalwertes verringert wird, so daß der folgende Abschnitt zweiter Ordnung diesen nicht wesentlich belastet. Dies senkt die Eingangs-Impedanz auf etwa 1 kΩ, verglichen mit den 10 kΩ nomineller Impedanz des Abschnittes zweiter Ordnung.

Filter vierter, fünfter und sechster Ordnung mit entsprechendem Abfall von 24, 30 und 36 dB pro Oktave sind in den Bildern 6-18 bis 6-20 zu sehen. Die Verwendung eines Filters fünfter Ordnung mit zwei Verstärkern ist ähnlich der von Bild 6-17 möglich, es wird jedoch wahrscheinlich eine entsprechende Einstellung erforderlich sein.

Die Kapazitätswerte für verschiedene Frequenzen werden unter Verwendung von Bild 6-21 berechnet.

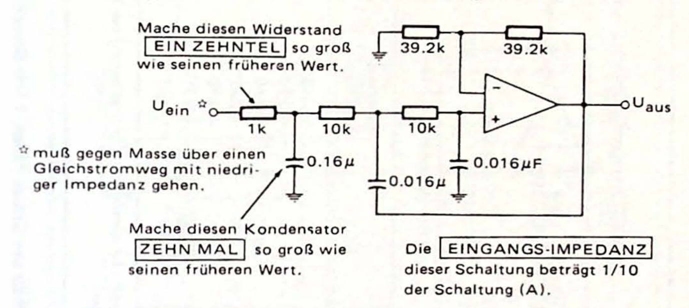
GEFAHREN UND EINSCHRÄNKUNGEN

Bild 6-22 zeigt die empfohlenen oberen Frequenzgrenzen für die Operationsverstärker 741 und LM318, die in den vier grundlegenden Filtertypen dieses Kapitels verwendet werden. Wann immer Sie in der Nähe der em-



☆ muß gegen Masse über einen Gleichstrom-Weg mit niedriger Impedanz gehen.

(A) Typischer Tiefpaß 3. Ordnung mit zwei Operationsverstärkern.



(B) Angenäherte Lösung für (A) mit nur einem Operationsverstärker.

Bild 6-17. Annäherung eines Tiefpasses 3. Ordnung mit einem einzelnen Operationsverstärker.

pfohlenen Grenze arbeiten, müssen die Dämpfungswerte leicht verringert werden, um den gewünschten Kurvenverlauf zu erhalten.

Erinnern Sie sich daran, daß die Einschränkungen durch die maximale Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung (slew rate) wesentlich schwerwiegender für die Arbeitsfrequenz sein können, wenn Sie mit grossen, hochfrequenten Signalen arbeiten. Dies wurde in Kapitel 2 behandelt.

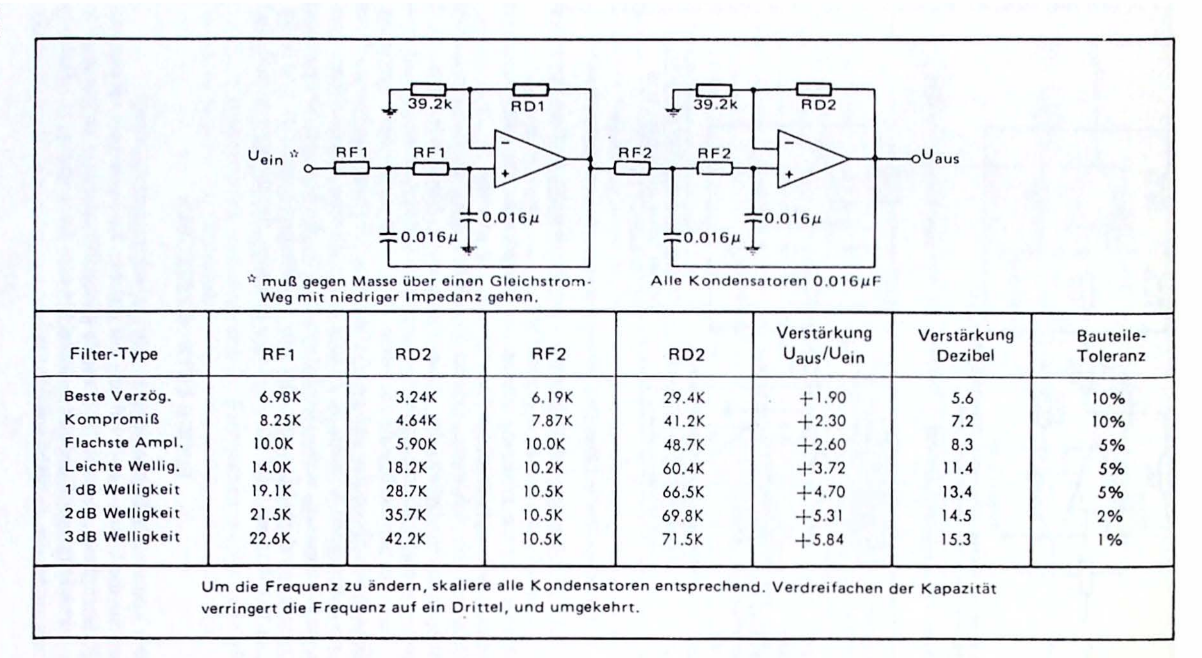
Eine Aufzählung der anderen Gefahren und Entwurfsprobleme, denen Sie noch begegnen können, ist in Bild 6-23 enthalten. Die häufigsten hiervon sind: vergessen, einen Gleichstrom-Weg für die Eingangs-Vorspannung vorzusehen und das Ignorieren der sehr spezifischen Kapazitäts- und Widerstands-Verhältnisse, die für die verschiedenen Schaltungen erforderlich sind.

EINIGE ENTWURFSREGELN

Wir können die Entwurfsregeln sehr einfach zusammenfassen:

Wenn Sie die Sallen-Key-Schaltung mit gleichen Komponenten verwenden:

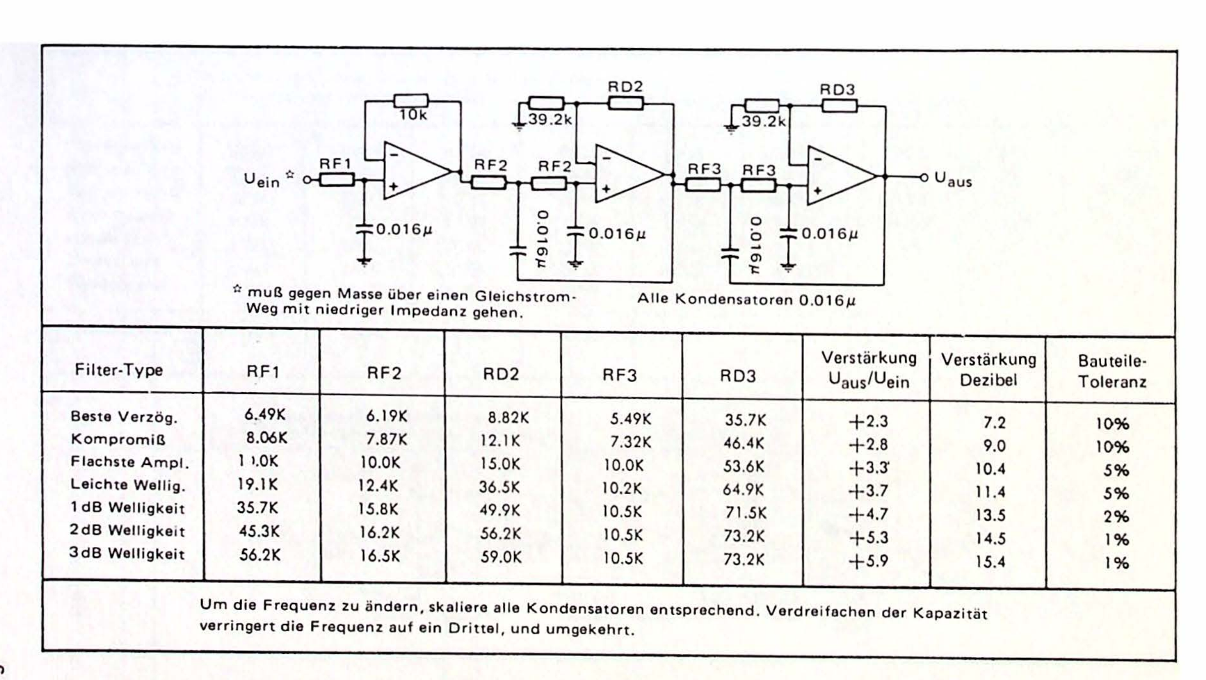
1. Bezugnehmend auf Ihre ursprüngliche Filteraufgabe und unter Verwendung von Kapitel 4, wählen Sie eine Kurvenform und Ordnung aus, die die Aufgabe erfüllen wird.



Filter-Type	RF1	RD2	RF2	RD2	Verstärkung U_{aus}/U_{ein}	Verstärkung Dezibel	Bauteile-Toleranz
Beste Verzög.	6.98K	3.24K	6.19K	29.4K	+1.90	5.6	10%
Kompromiß	8.25K	4.64K	7.87K	41.2K	+2.30	7.2	10%
Flachste Ampl.	10.0K	5.90K	10.0K	48.7K	+2.60	8.3	5%
Leichte Wellig.	14.0K	18.2K	10.2K	60.4K	+3.72	11.4	5%
1 dB Welligkeit	19.1K	28.7K	10.5K	66.5K	+4.70	13.4	5%
2 dB Welligkeit	21.5K	35.7K	10.5K	69.8K	+5.31	14.5	2%
3 dB Welligkeit	22.6K	42.2K	10.5K	71.5K	+5.84	15.3	1%

Um die Frequenz zu ändern, skaliere alle Kondensatoren entsprechend. Verdreifachen der Kapazität verringert die Frequenz auf ein Drittel, und umgekehrt.

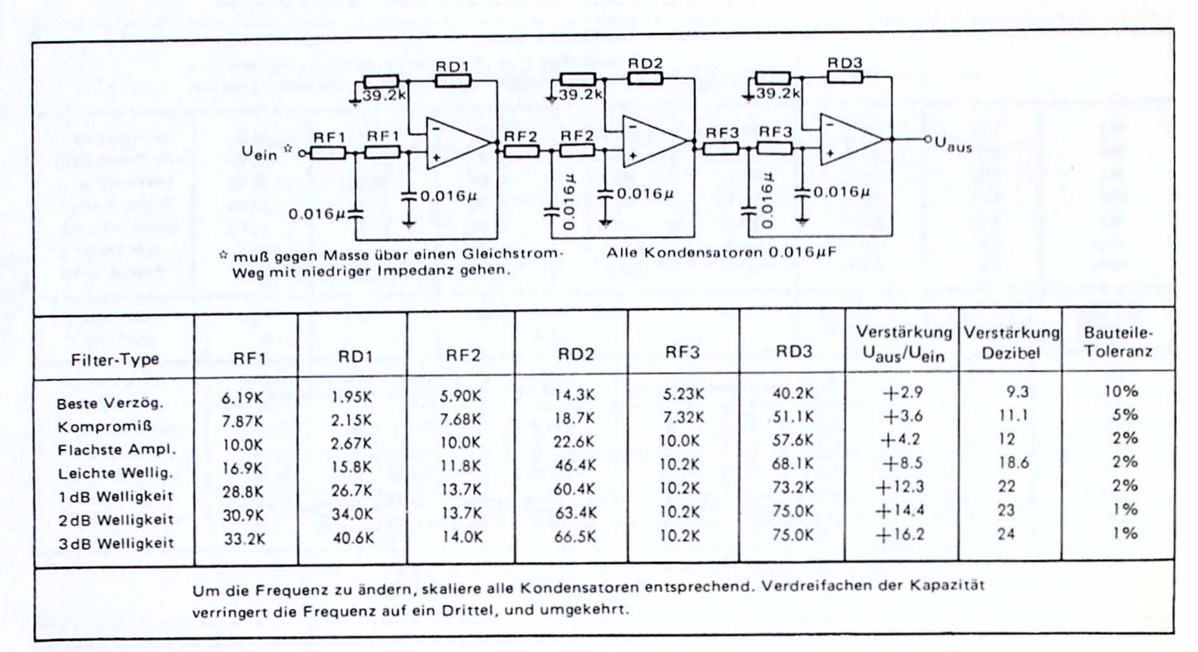
Bild 6-18. Tiefpaß-Schaltungen 4. Ordnung, −24 dB pro Oktave Abfall, 1 kHz Grenzfrequenz.



Filter-Type	RF1	RF2	RD2	RF3	RD3	Verstärkung U_{aus}/U_{ein}	Verstärkung Dezibel	Bauteile-Toleranz
Beste Verzög.	6.49K	6.19K	8.82K	5.49K	35.7K	+2.3	7.2	10%
Kompromiß	8.06K	7.87K	12.1K	7.32K	46.4K	+2.8	9.0	10%
Flachste Ampl.	11.0K	10.0K	15.0K	10.0K	53.6K	+3.3	10.4	5%
Leichte Wellig.	19.1K	12.4K	36.5K	10.2K	64.9K	+3.7	11.4	5%
1 dB Welligkeit	35.7K	15.8K	49.9K	10.5K	71.5K	+4.7	13.5	2%
2 dB Welligkeit	45.3K	16.2K	56.2K	10.5K	73.2K	+5.3	14.5	1%
3 dB Welligkeit	56.2K	16.5K	59.0K	10.5K	73.2K	+5.9	15.4	1%

Um die Frequenz zu ändern, skaliere alle Kondensatoren entsprechend. Verdreifachen der Kapazität verringert die Frequenz auf ein Drittel, und umgekehrt.

Bild 6-19. Tiefpaß-Schaltungen 5. Ordnung, −30 dB pro Oktave Abfall, 1 kHz Grenzfrequenz.



Filter-Type	RF1	RD1	RF2	RD2	RF3	RD3	Verstärkung U_{aus}/U_{ein}	Verstärkung Dezibel	Bauteile-Toleranz
Beste Verzög.	6.19K	1.95K	5.90K	14.3K	5.23K	40.2K	+2.9	9.3	10%
Kompromiß	7.87K	2.15K	7.68K	18.7K	7.32K	51.1K	+3.6	11.1	5%
Flachste Ampl.	10.0K	2.67K	10.0K	22.6K	10.0K	57.6K	+4.2	12	2%
Leichte Wellig.	16.9K	15.8K	11.8K	46.4K	10.2K	68.1K	+8.5	18.6	2%
1dB Welligkeit	28.8K	26.7K	13.7K	60.4K	10.2K	73.2K	+12.3	22	2%
2dB Welligkeit	30.9K	34.0K	13.7K	63.4K	10.2K	75.0K	+14.4	23	1%
3dB Welligkeit	33.2K	40.6K	14.0K	66.5K	10.2K	75.0K	+16.2	24	1%

Um die Frequenz zu ändern, skaliere alle Kondensatoren entsprechend. Verdreifachen der Kapazität verringert die Frequenz auf ein Drittel, und umgekehrt.

Bild 6-20. Tiefpaß-Schaltungen 6. Ordnung, −36dB pro Oktave Abfall, 1kHz Grenzfrequenz.

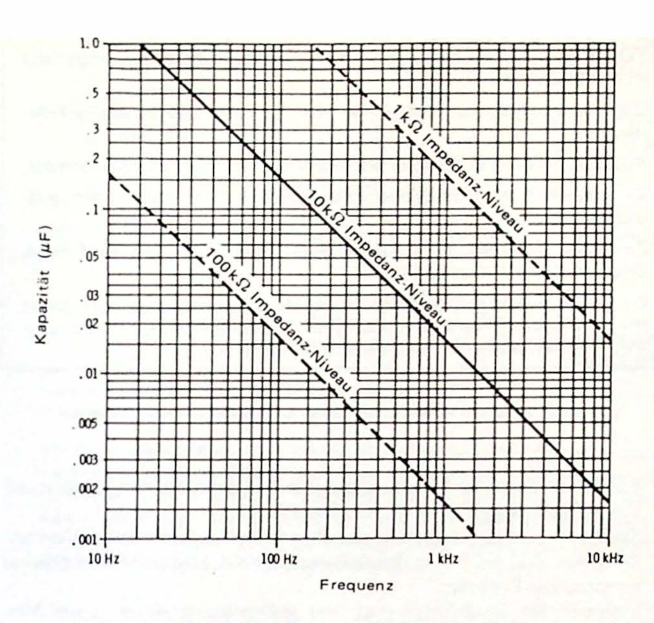


Bild 6-21. Kapazitäts-Werte für Frequenz-Skalierung.

	741	LM318
Sallen-Key mit Verstärkung 1	25 kHz	500 kHz
Sallen-Key mit gleichen Komponenten	10 kHz	200 kHz
Universal-Filter mit Verstärkung 1	25 kHz	500 kHz
Universal-Filter mit Verstärkung 10	2.5 kHz	50 kHz

Bild 6-22. Empfohlene obere Grenzfrequenzen für die Operationsverstärker von Kapitel 2.

1. Vergessen, einen Eingangs-Gleichstrom-Weg mit niedriger Impedanz an Masse vorzusehen.
2. Dämpfungs-Widerstand vergessen, falscher Wert oder zu große Toleranz.
3. R und C haben nicht die vorgeschriebenen Verhältnisse zueinander.
4. Verwenden eines Operationsverstärkers oberhalb seiner Frequenzgrenze.
5. Zu große Toleranz der Bauteile oder schlechter Gleichlauf beim Einstellen (siehe Kapitel 9).
6. Zu große Eingangs-Signalpegel oder Vorspannungspegel die nicht Null sind oder Offsets, die das Filter in die Sättigung treiben oder seinen dynamischen Bereich einschränken.

Bild 6-23. Mögliche Gefahren bei aktiven Tiefpaß-Filterschaltungen.

2. Entwerfen Sie diese Schaltung aus den Bildern 6-14 bis 6-20 und setzen Sie die geeigneten Widerstandswerte ein.
3. Skalieren Sie die Schaltung auf Ihre Grenzfrequenz unter Verwendung von Bild 6-21 oder durch Berechnen der Kapazitätsverhältnisse reziprok zur Frequenz.
4. Stimmen Sie die Schaltung ab und stellen Sie diese ein, unter Verwendung der Richtlinien in diesem Kapitel und Kapitel 9. Für sehr niedrige Frequenzen erwägen Sie eine 10fache Erhöhung des Impedanz-Niveaus, um kleinere Kondensatoren zu erhalten.

Um ein aktives Tiefpaß-Filter aufzubauen:

1. Bezugnehmend auf Ihre ursprüngliche Filteraufgabe und unter Verwendung von Kapitel 4, wählen Sie eine Kurvenform und Ordnung aus, welche die Aufgabe erfüllen wird, einschließlich einer Liste der Frequenzen und Dämpfungswerte für jeden zu kaskadierenden Abschnitt, zusammen mit einer Spezifikation der Genauigkeit.
2. Wählen Sie einen geeigneten Abschnitt zweiter Ordnung dieses Kapitels für jeden benötigten Abschnitt aus, normiert auf 1 kHz. Verschieben Sie die Frequenzen der kaskadierten Abschnitte wie gefordert, um die spezielle Kurvenform zu realisieren. Erinnern Sie sich daran, daß ein *Erhöhen* des ohmschen oder kapazitiven Widerstands die Frequenz *verringert*.
3. Stellen Sie den Dämpfungswert jedes kaskadierten Abschnittes wie erforderlich ein.
4. Skalieren Sie die Grenzfrequenz Ihrer Schaltung unter Verwendung von Bild 6-21 oder durch Berechnen der Kondensatoren reziprok zur Frequenz.

5. Ordnen Sie die Schaltungen so an, daß die am stärksten gedämpfte an erster Stelle liegt, wobei ein aktiver Abschnitt erster Ordnung, falls erforderlich, hinzugefügt werden kann.
6. Stimmen Sie die Schaltung ab und stellen Sie diese ein, unter Verwendung der Richtlinien in diesem Kapitel und Kapitel 9. Für sehr niedrige Frequenzen erwägen Sie eine 10fache Erhöhung des Impedanz-Niveaus, um kleinere Kondensatoren zu erhalten.

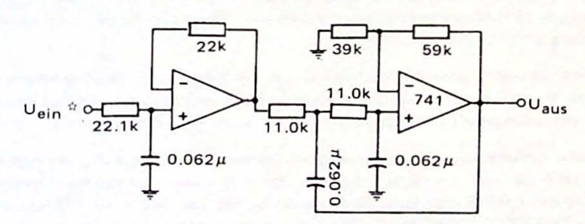
Mehrere Entwurfsbeispiele für Tiefpaß-Filter sind in Bild 6-24 zu finden.

Entwurf aktiver Tiefpaß-Filter

BEISPIELE

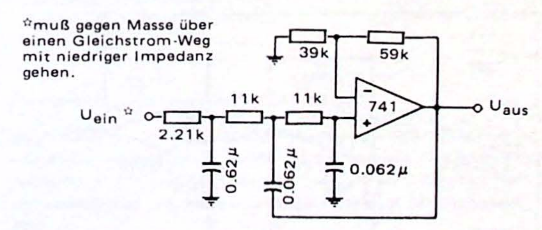
A. Entwerfen Sie ein aktives Tiefpaß-Filter 3. Ordnung mit 1 dB Welligkeit und 250 Hz Grenzfrequenz.

Verwende die Schaltung von Bild 6-16, plaziere einen 22.1 kΩ-Widerstand vor die Stufe 1. Ordnung, verwende 11.0 kΩ für die frequenz-bestimmenden Widerstände der Stufe 2. Ordnung, und 59.0 kΩ für die Dämpfung der 2. Stufe. Die Kapazitätswerte für eine Frequenz von 250 Hz werden 1000/250 ihres 1 kHz-Wertes, oder 0.062 µF betragen, entweder berechnet oder aus Bild 6-21 entnommen. Die Schaltung sieht folgendermaßen aus:



Wir können den ersten Operationsverstärker durch Verringern des Eingangs-Widerstandes auf 2.21 kΩ und Vergrößern des Kondensators auf 0.62 µF eliminieren:

☆muß gegen Masse über einen Gleichstrom-Weg mit niedriger Impedanz gehen.

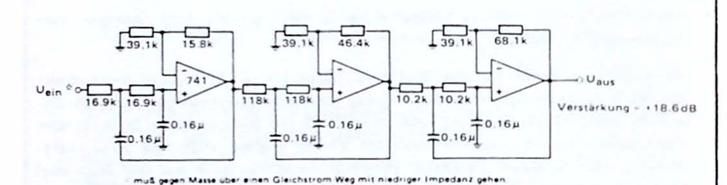


Für jede Schaltung sind Bauteile mit 10% ausreichend.

Bild 6-24.

B. Ein Filter für ein biomedizinisches Experiment soll eine Grenzfrequenz von 10 Hz haben, ein ausreichendes Ein- und Ausschwingverhalten, und muß Frequenzen über 15 Hz mindestens 30 dB abschwächen. Entwerfen Sie das Filter.

15 Hz ist 1.5 mal die Grenzfrequenz. Aus Bild 4-8A sehen wir, daß ein Filter 5. Ordnung mit 1, 2 oder 3 dB Welligkeit ausreichen wird, während aus Bild 4-9A ein Filter 6. Ordnung mit leichter Welligkeit ebenfalls die Aufgabe erfüllt. Wenn wir uns die Dämpfungswerte in den Bildern 4-8 und 4-9 ansehen, können wir daraus schließen, daß wir wahrscheinlich das beste Einschwingverhalten mit dem Filter 6. Ordnung und leichter Welligkeit erhalten werden. Wir gehen dann zu Bild 6-20 und wählen die Bauteile-Werte aus. Da 10 Hz gleich 1/100 mal 1 kHz ist, müssen die Kapazitätswerte 100 mal so groß wie die normalen Werte, oder 1.6 µF sein. Dies ist ein wenig groß, so daß wir die Impedanz mit dem Faktor 10 skalieren wollen, indem wir alle Widerstände mit 10 multiplizieren und alle Kondensatoren durch 10 dividieren. Die endgültige Schaltung sieht so aus:



2% Toleranz ist empfehlenswert für diese Schaltung. Wenn wir nur daran interessiert sind, 15 Hz zu unterdrücken, könnten die elliptischen Filter von Kapitel 9 einfachere Schaltungen darstellen.

C. In einem aktiven Entzerrer (Equalizer) für ein besonderes Telefon-Netzwerk wird ein Tiefpaß-Abschnitt 2. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 45 kHz und einem Dämpfungswert von 0.082 benötigt. Entwerfen Sie den Abschnitt.

Die hohe Anforderung an die Genauigkeit bei niedriger Dämpfung verlangt ein Universal-Filter und die hohe Frequenz erfordert einen hochwertigen Verstärker, wie den LM318. Wir verwenden die Schaltung von Bild 6-10. Die Kondensatoren werden auf 1/45 ihres normalen Wertes skaliert, um die Frequenz auf 45 kHz zu erhöhen, was 355 pF ergibt. Der Dämpfungs-Widerstand wird mit (3 − d)/d mal 5 kΩ oder 178 kΩ berechnet. Der Abschnitt sieht folgendermaßen aus:

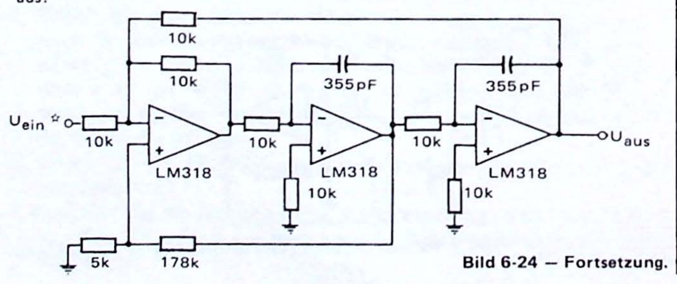


Bild 6-24 – Fortsetzung.

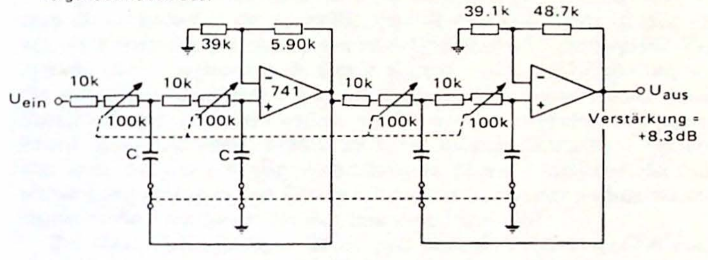
Die Bauteile-Toleranzen hängen von der Anwendung ab. Für eine derartig niedrige Dämpfung sind Bauteile mit 1% erforderlich.

D. Entwerfen Sie ein universelles variables Laborfilter 4. Ordnung mit flachster Amplitude, einstellbar von 10 Hz bis 10 kHz.

Wir werden diese Aufgabe auf zwei Wegen lösen, da wir die Ergebnisse in einem späteren Beispiel benötigen werden. Das maximal flache Filter ist häufig die beste Wahl, wenn es abgestimmt werden soll, da alle frequenz-bestimmenden Widerstände für alle Stufen gleich groß sind, und damit eine Abstimmung über einen breiten Bereich erleichtern und trotzdem handelsübliche Kondensatoren in jeder Stufe ermöglichen.

Verwendung von Sallen-Key-Schaltungen mit gleichen Komponenten:

Gemäß Bild 6-18 lassen wir die frequenz-bestimmenden Widerstände von 10 kΩ bis 110 kΩ variieren, wobei wir ein Vierfach-Potentiometer mit 100 kΩ verwenden (siehe Kapitel 9 für weitere Details dieser Technik). Die Dämpfungs-Widerstände sind 5.90 kΩ und 48.7 kΩ. Die Kondensatoren werden umgeschaltet. 0.016 µF und 10 kΩ bilden das obere Ende des 10 kHz-Bereichs, 0.16 µF gelten für den 100 Hz-Bereich und 1.6 µF für den 10 Hz-Bereich. Die Schaltung sieht folgendermaßen aus:



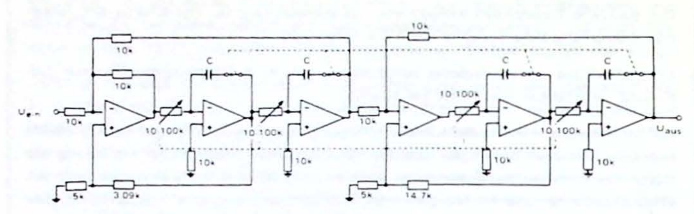
Bereich	C
1-10 Hz	1.600 µF
10-100 Hz	0.160 µF
100-1000 Hz	0.016 µF
1-10 kHz	1600 pF
10-100 kHz	160 pF

☆ muß gegen Masse über einen Gleichstromweg mit niedriger Impedanz gehen.

Verwendung von Universal-Abschnitten:

Wir verwenden Bild 4-7B. Die erforderlichen Dämpfungswerte sind 1.848 für den ersten Abschnitt und 0.765 für den zweiten. Die äquivalenten Widerstandswerte $(3 - d)/d$ mal 5 kΩ sind 14.7 kΩ und 3.09 kΩ. Der Rest des Entwurfs ist im wesentlichen der gleiche, und die endgültige Schaltung sieht folgendermaßen aus:

Bild 6-24 – Fortsetzung.



Für jede Schaltung sind Bauteile-Werte mit 5% Toleranz zu empfehlen. Wir werden in Kapitel 8 sehen, daß jede dieser Schaltungen leicht in einen Hochpaß umgewandelt werden kann, obwohl die Schaltung mit gleichen Bauteilewerten eine 8-polige Umschaltung benötigt, während das Universal-Filter nur einen einfachen 2-poligen Umschalter braucht.

Bild 6-24 – Fortsetzung.

KAPITEL 7

Bandpaß-Filterschaltungen

Kapitel 5 zeigte uns, wann man ein Bandpaß-Filter benötigt und wie man diesen Bedarf in die Spezifikationen für eine kaskadierte Gruppe von ein, zwei oder drei Resonanzpolen einer bestimmten Mittenfrequenz, Versetzung und Q umwandelt. In diesem Kapitel wollen wir besprechen, wie die tatsächlich benötigten Filter aufgebaut werden, beginnend mit diesen Spezifikationen. Nachdem wir uns die Schaltungen angesehen und gelernt haben, sie abzustimmen, werden wir einige Beispiele betrachten. Wir werden dann mit einem häufig vernachlässigten Thema abschließen, die Ausschwing-Eigenschaften von Filtern mit hohem Q, die sehr wichtig für Percussions-Anwendungen in der elektronischen Musik sind.

Bei Bandpaß-Schaltungen findet man normalerweise wesentlich niedrigere Dämpfungs- und höhere Q-Werte als gewöhnlich bei Tief- oder Hochpaß-Filtern. Wir sahen, daß die Tiefpaß-Filter immer engere Toleranzen und strengere Verstärkungs-Einschränkungen erforderten, wenn die Dämpfung verringert wurde, wodurch die Schaltungen immer schwerer mit abnehmender Dämpfung und steigendem Q aufzubauen und abzustimmen waren. Dies trifft auch für Bandpaß-Schaltungen zu.

In der Tat hat die Praxis ausreichend bewiesen, daß ein hochwertiger aktiver Bandpaß mit hohem Q NICHT mit einem einzelnen Operationsverstärker aufgebaut werden kann. Bei einer Schaltung mit einem einzelnen Operationsverstärker werden Sie IMMER Probleme mit Bauteile-Streuungen, Sensitivität oder Verstärkungs-Beschränkungen bekommen, wenn Sie versuchen, das Q der Schaltung über einen bestimmten Punkt hinaus zu erhöhen.

Wenn wir nur an Anwendungen mit niedrigem Q im Bereich von Q = 2 bis Q = 5 interessiert sind, so haben wir die Auswahl aus mehreren Schaltungen, von denen einige den Tiefpaß-Versionen mit einem einzelnen Operationsverstärker des letzten Kapitels ähneln. Für Q-Werte von 50 bis

500 oder mehr MÜSSEN wir drei oder vier Operationsverstärker-Schaltungen verwenden, um eine stabile und brauchbare Kurve zu erhalten. Für mittlere Q-Werte sind die Schaltungen mit mehreren Operationsverstärkern unbedingt zu empfehlen, speziell wenn ein großer Abstimmbereich erforderlich ist. Bild 7-1 faßt diese Empfehlungen zusammen.

Glücklicherweise sind Q-Werte im Bereich von 2 bis 5 ideal für zahlreiche Audio-Aufgaben, einschließlich Entzerrern, Formant-Filtern für elektronische Musik, psychedelische Beleuchtungs-Systeme, usw. (siehe Kapitel 10). Wenn man andererseits zu hohe Q oder zu hohe Frequenzen von diesen extrem einfachen Schaltungen verlangt, gibt es nur Probleme. Bandpaß-Filter mit einem einzelnen Operationsverstärker sollten nur für Anwendungen mit niedrigem Q eingesetzt werden, bei denen mehrere parallel für verschiedene Kanäle gleichzeitig verwendet werden. Für alle anderen Anforderungen sollten die Schaltungen mit 3 oder 4 Operationsverstärkern herangezogen werden.

Wir werden uns vor allem mit dem *Bandpaß-Filter mit Mehrfach-Gegenkopplung*, eine Schaltung mit einem einzelnen IC und zwei *Universal-Bandpaß-Filtern* eine Version mit 3 ICs und fester Verstärkung und eine andere Version mit 4 ICs und variabler Verstärkung befassen. Dann werden wir uns noch einige *Sallen-Key-Schaltungen* mit einem einzelnen Verstärker und ein *biquadratisches Filter* mit 3 Verstärkern ansehen. Die letzteren Versionen werden gelegentlich für Spezialzwecke verwendet.

BANDPASS-SCHALTUNG MIT MEHRFACH-GEGENKOPPLUNG

Bild 7-2 zeigt zwei Versionen dieses Bandpaß-Abschnittes mit einem einzelnen IC. Einer der Abschnitte bildet das Äquivalent eines einzelnen

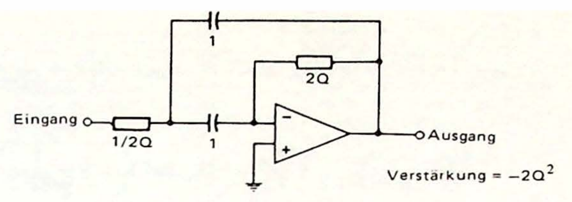
1. Verwende die Verfahren dieses Kapitels nur, wenn die prozentuale Bandbreite kleiner als 80 bis 100% ist. Für größere Bandbreiten verwende stattdessen überlappende Hoch- und Tiefpaß-Filter.
2. Sie können KEIN stabiles, leicht abstimmbares Bandpaß-Filter mit hohem Q mit einem einzelnen IC aufbauen.

   –Schaltungen mit einem einzelnen IC können für Qs im Bereich von 2 bis 5 verwendet werden.

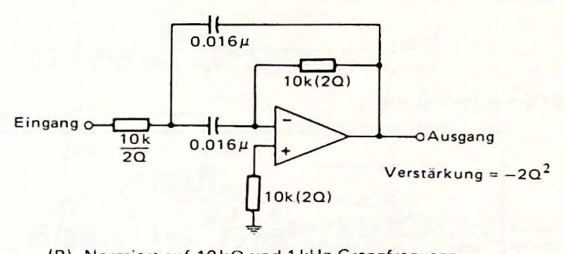
   –Für Qs von 25 bis 500 *müssen* Schaltungen mit mehreren ICs (Universal- oder biquadratische Filter) verwendet werden.

   –Für mittlere Q-Werte und bei großem Abstimm-Bereich sind Schaltungen mit mehreren ICs dringend zu empfehlen.

Bild 7-1. Richtlinien für Bandpaß-Filterschaltungen.



(A) Normiert auf 1 Ω und 1 Radiant/Sek.



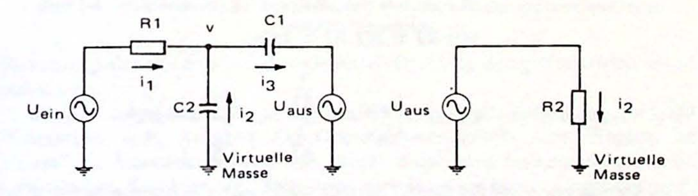
(B) Normiert auf 10kΩ und 1kHz Grenzfrequenz.

Bild 7-2. Bandpaß-Schaltung mit Mehrfach-Rückkopplung und einem einzelnen Verstärker.

MATHEMATIK

Das Bandpaß-Filter mit Mehrfach-Rückkopplung und einem einzelnen Verstärker.

Bild 7-2 kann für die Analyse umgezeichnet werden:



Lösen für Ströme und Summieren:

$$i_2 = \frac{U_{aus}}{R2} \quad v = -i_2 Z_{C2} = \frac{-i_2}{j\omega C2} = \frac{-U_{aus}}{j\omega R2C2}$$

$$i_1 = \frac{U_{ein} - v}{R1} = \frac{U_{ein}}{R1} + \frac{U_{aus}}{j\omega R1R2C2}$$

Bild 7-3.

$$i_3 = \frac{v - U_{aus}}{Z_{C1}} = (v - U_{aus}) j\omega C1 = -U_{aus} j\omega C1\left[1 + \frac{1}{j\omega R2C2}\right]$$

$$i_1 + i_2 = i_3$$

$$\frac{U_{ein}}{R1} + \frac{U_{aus}}{j\omega R1R2C2} + \frac{U_{aus}}{R2} = -U_{aus} j\omega C1\left[1 + \frac{1}{j\omega R2C2}\right]$$

Dies kann man umstellen auf

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{-j\omega R2C2}{1 + j\omega R1C2 + j\omega C1(j\omega R1R2C2 + R1)}$$

Mit $S = j\omega$ erhält man

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{-S\frac{1}{R1C1}}{S^2 + S\frac{1}{R2}\left(\frac{1}{C1} + \frac{1}{C2}\right) + \frac{1}{R1R2C1C2}}$$

ω entspricht $\sqrt{\frac{1}{R1R2C1C2}}$. Mit $C1 = C2 = 1$. $R1 = 1/R2$.

Für gleiche C-Werte, bei $\omega = 1$

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{-S\left(\frac{1}{R1}\right)}{S^2 + \frac{2}{R2}S + 1.}$$

Mit $R2 = 2Q$. $R1 = 1/2Q$

Bei Resonanz $S^2 = -1$ und $= \frac{U_{aus}}{U_{ein}} = -\frac{\frac{1}{R1}}{\frac{2}{R2}} = -\frac{2Q}{\frac{2}{2Q}} = -2Q^2.$

Die Verstärkung der Schaltung beträgt $-2Q^2$ und die normierte Form ist

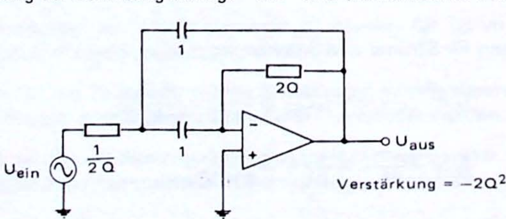


Bild 7-3 – Fortsetzung.

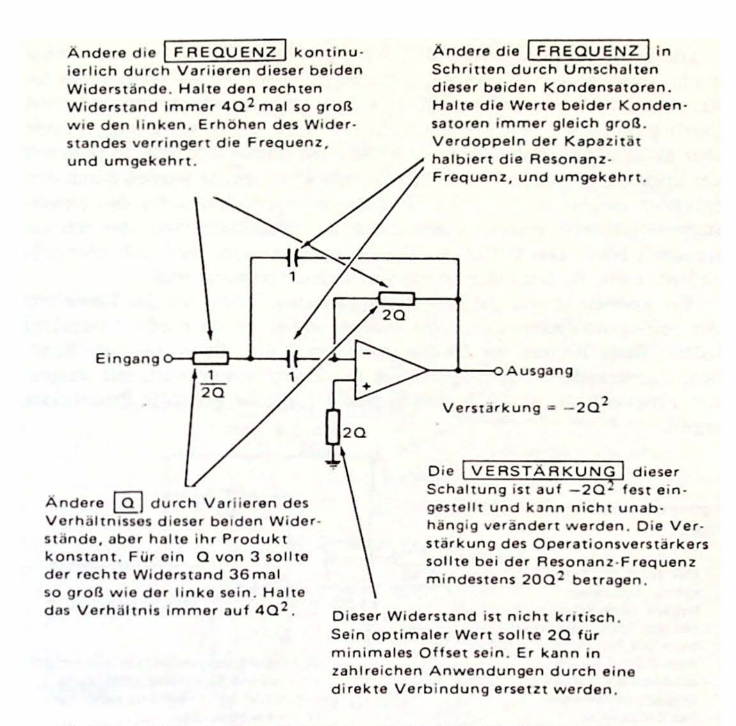


Bild 7-4. Abstimmung der Schaltung mit Mehrfach-Rückkopplung und einem einzelnen Verstärker.

Resonanzpoles zu einem Faktor zweiter Ordnung der gewünschten Bandpaß-Kurve.

Es gibt zwei Gegenkopplungs-Schleifen in dieser Schaltung. Der 2Q-Widerstand vom Ausgang des Operationsverstärkers zum Eingang bestimmt die Verstärkung und den Strom durch den unteren frequenz-bestimmenden Kondensator. Der obere Kondensator liefert Gegenkopplung vom Ausgang zur Mitte der Schaltung. Die zugehörige Mathematik ist in Bild 7-3 zu sehen.

Dies ist eine einfache und gut funktionierende Schaltung bei mittlerem Q. Die Verstärkung beträgt $-2Q^2$, und der Operationsverstärker muß eine offene Schleifenverstärkung von wenigstens $20Q^2$ bei der Resonanzfrequenz haben. Bei höherem Q geht die maximale nutzbare Resonanzfrequenz stark zurück. (Siehe Bild 7-15.) Wenn auf $4Q^2$ abgestimmt wird, nimmt der Abstand der beiden Widerstandswerte zu, wodurch der Eingangs-Widerstand verringert wird und der Gegenkopplungs-Widerstand des Operationsverstärkers erhöht wird.

Die Schaltung wird gemäß Bild 7-4 abgestimmt. Wir können eine dekadische Abstufung der Frequenz erzielen, wenn wir die Kondensatoren im Verhältnis 10:1 umschalten, müssen jedoch beide Kondensatoren jederzeit gleich groß halten. Wir können auch die Widerstände verändern, müssen aber dafür sorgen, daß der rechte Widerstand immer $4Q^2$ mal so groß wie der linke ist. Die Grenzen der Widerstands-Abstimmung werden durch den maximal möglichen Wert des Gegenkopplungs-Widerstandes des Operationsverstärkers bestimmt, sowie durch den minimalen Wert, den wir ansteuern wollen. Das Offset des Operationsverstärkers wird sich ebenfalls ändern, wenn der Gegenkopplungs-Widerstand verändert wird.

Wir können Q und die Bandbreite variieren, indem wir das *Verhältnis* der beiden Abstimmwiderstände ändern, wobei wir ihr Produkt konstant halten. Beim Ändern der Frequenz bleiben Q und die prozentuale Bandbreite unverändert. Daher nimmt die Bandbreite automatisch mit steigender Frequenz zu, wodurch sich immer der gleiche gewählte Prozentsatz ergibt.

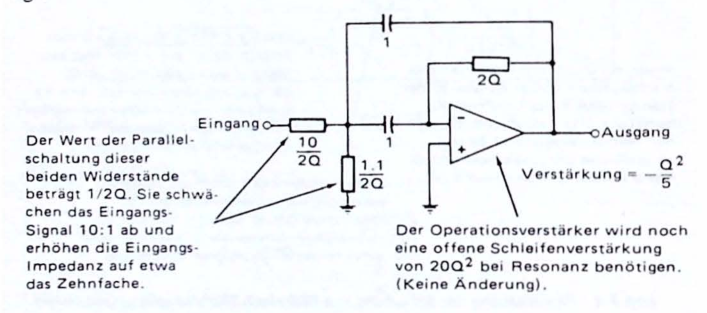
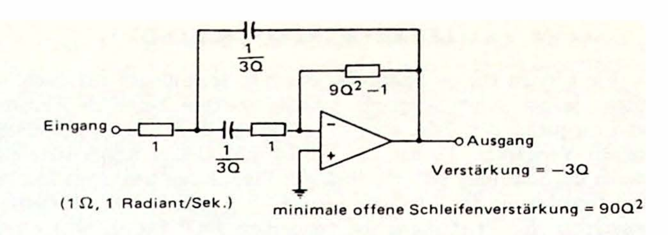
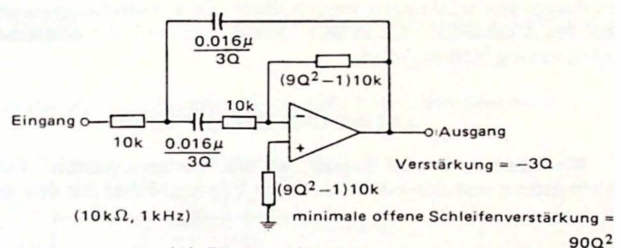


Bild 7-5. Modifizierte Version der Schaltung mit Mehrfach-Rückkopplung verringert die Verstärkung und erhöht die Eingangs-Impedanz.

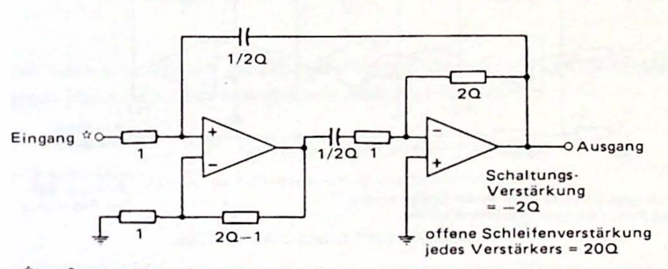
Bild 7-5 zeigt, wie wir am Eingang noch einen zusätzlichen Widerstand anbringen können. Dadurch wird die Verstärkung der Schaltung verringert und gleichzeitig die Eingangs-Impedanz erhöht. Beispielsweise wird bei einer Eingangs-Abschwächung von 10:1 die Eingangs-Impedanz auf das 11 fache erhöht und die Verstärkung um den Faktor 10 verringert, und zwar von $-2Q^2$ auf $-Q^2/5$. Beachten Sie, daß dieser Widerstand keinen Einfluß auf die Frequenzgrenzen des Operationsverstärkers hat. Wir benötigen immer noch eine offene Schleifenverstärkung von $20Q^2$ bei der Resonanzfrequenz.

Wir haben hier eine gute universelle Schaltung für ein niedriges Q. Die obere Grenze von Q hängt vom Operationsverstärker, der Frequenz und Streuung der Bauteilewerte ab, den Sie noch steuern können. Wenn auch ein Q von 50 oder mehr möglich ist, so arbeitet die Schaltung am besten für ein Q kleiner als 10.

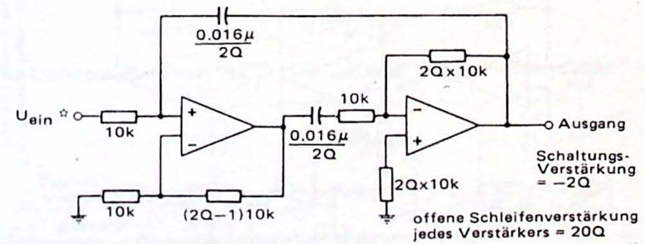




(A) Einzelner Verstärker.



☆ muß gegen Masse über einen Gleichstrom-Weg mit niedriger Impedanz gehen.



☆ muß gegen Masse über einen Gleichstrom-Weg mit niedriger Impedanz gehen.

(B) Zwei Verstärker.

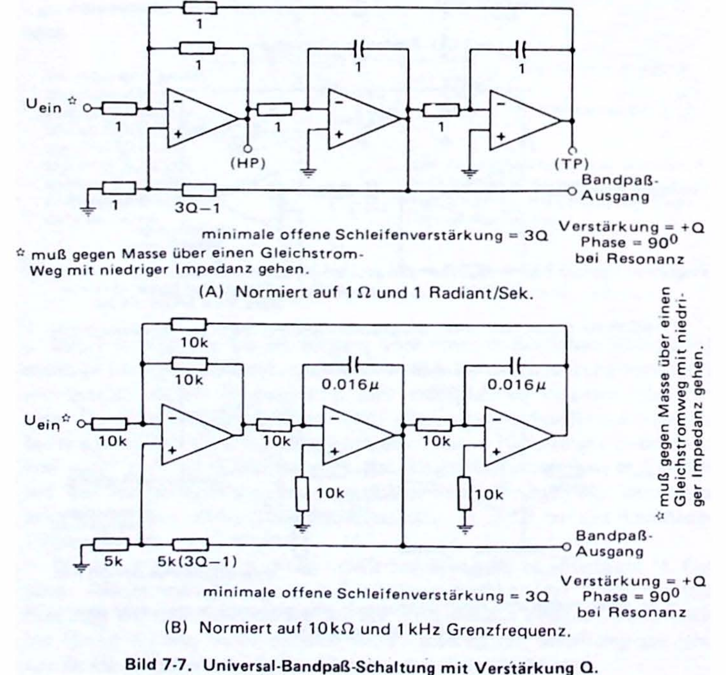
Bild 7-6. Sallen-Key-Bandpaß-Schaltungen (siehe Text).

SALLEN-KEY-BANDPASS-SCHALTUNG

Wir können ebenso Sallen-Key-Bandpaß-Schaltungen aufbauen, sie besitzen jedoch schwerwiegende Einschränkungen bezüglich Abstimmung und Frequenz. Bild 7-6A zeigt die grundlegende Schaltung mit einem einzelnen Verstärker. Sie hat den Vorteil sehr kleiner Kondensatoren, wodurch die Schaltung bei sehr niedrigen Frequenzen besonders nützlich ist. Die Verstärkung der Schaltung beträgt $-3Q$, jedoch muß der Operationsverstärker eine Verstärkung von mindestens $90Q^2$ bei der Mittenfrequenz haben, und Frequenz und Q sind sehr stark voneinander abhängig. Die Verstärkungs-Beschränkungen werden durch die Verwendung zweier Verstärker etwas gemildert, wie in Bild 7-6B gezeigt wird, die Probleme mit der Abstimmung bleiben jedoch.

AKTIVE UNIVERSAL-FILTER

Wir sahen im letzten Kapitel, wie das "zustands-variable" Filter unter Verwendung von drei oder vier ICs ein Universal-Filter mit drei Ausgängen



(A) Normiert auf 1 Ω und 1 Radiant/Sek.

(B) Normiert auf 10kΩ und 1kHz Grenzfrequenz.

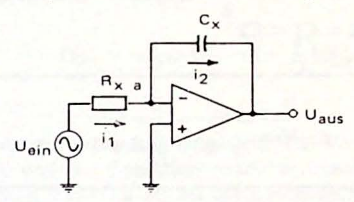
Bild 7-7. Universal-Bandpaß-Schaltung mit Verstärkung Q.

darstellt: einen Tiefpaß, einen Hochpaß und einen Bandpaß. Wir können sogar diese Ausgänge für ausgefallene Kurven zweiter Ordnung summieren. Das Universal-Filter besteht aus zwei kaskadierten Integratoren und einem Summierblock, der die Eingangs- und Gegenkopplungssignale im richtigen Verhältnis kombiniert, um einen gewünschten Kurvenverlauf zu erhalten. Die Schaltung stellt im wesentlichen ein Analogcomputer-Modell einer Übertragungs-Funktion dar, die äquivalent der angestrebten Funktion ist.

Bild 7-7 zeigt die Schaltung mit 3 Verstärkern. Diesmal haben wir sie als Bandpaß geschaltet und den Gegenkopplungs-Widerstand in Ausdrük-

MATHEMATIK **Universal-Bandpaß-Abschnitte 2. Ordnung.**

Ein Integrator mit Operationsverstärker sieht folgendermaßen aus:



Die hohe Verstärkung des Operationsverstärkers treibt Punkt a ständig gegen Masse, wodurch eine *virtuelle Masse* gebildet wird.

$$i_1 = \frac{U_{ein}}{R_x} \quad \text{da Punkt a eine virtuelle Masse ist}$$

$$i_2 = \frac{-U_{aus}}{1/j\omega C_x} = i_1 = \frac{U_{ein}}{R_x} \qquad \frac{U_{aus}}{U_{ein}} = -\frac{1}{j\omega R_x C_x}$$

oder mit $S = j\omega$

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = -\frac{1}{R_x C_x S}$$

Die Universal-Schaltung für die Analyse sieht folgendermaßen aus:

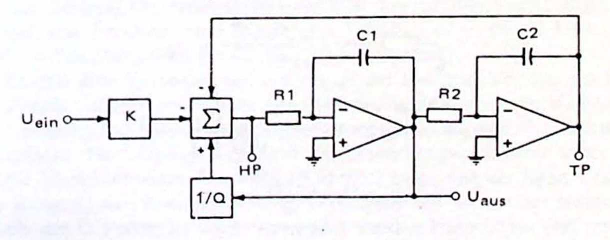


Bild 7-8.

$$U_{TP} = U_{aus}\left[-\frac{1}{R2C2S}\right]$$

$$U_{HP} = -U_{TP} - KU_{ein} + \frac{1}{Q}U_{aus} = \left[\frac{1}{R2C2S} + \frac{1}{Q}\right]U_{aus} - KU_{ein}$$

$$U_{aus} = U_{HP}\left[-\frac{1}{R1C1S}\right] = \left[R1C1S + \left(\frac{1}{R2C2S} + \frac{1}{Q}\right)U_{aus} - KU_{ein}\right]$$

Vereinfachung ergibt:

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = K\frac{\frac{S^2}{R1C1}}{S^2 + \frac{1}{QR1C1}S + \frac{1}{R1C1R2C2}}$$

oder mit R1 = R2 = C1 = C2

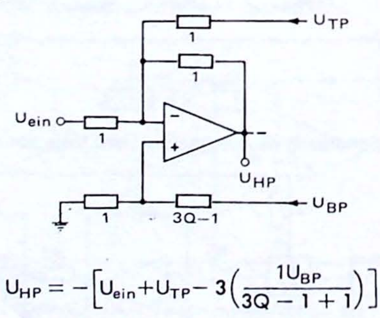
$$\boxed{\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = K\frac{S^2}{S^2 + \frac{1}{Q}S + 1}}$$

Bei $S = 1 \quad S^2 = -1$

und $\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = KQ$

Der Summierblock kann auf verschiedene Arten realisiert werden:

(A) Verstärkung = Q



$$U_{HP} = -\left[U_{ein} + U_{TP} - 3\left(\frac{1U_{BP}}{3Q-1+1}\right)\right]$$

$$= -U_{ein} - U_{TP} + \frac{1}{Q}U_{BP}$$

Bild 7-8 – Fortsetzung.

(B) Variable Verstärkung

$$U_{HP} = -U_{ein} - U_{TP} - \left(-\frac{1}{Q}\right) U_{BP}$$

Bild 7-8 – Fortsetzung.

ken von Q anstatt der Dämpfung dargestellt. Die Verstärkung der Schaltung beträgt +Q, und der Operationsverstärker braucht nur eine offene Schleifenverstärkung von etwa 3Q bei der Resonanzfrequenz zu besitzen. Dies ist eine wesentlich weniger strenge Einschränkung als bei den früheren Filtern, so daß die "zustands-variablen" Techniken ideal für Anwendungen mit hohem Q, hohen Frequenzen und für einen speziellen IC geeignet sind. Die zugehörige Mathematik ist in Bild 7-8 zu sehen.

Bild 7-9 zeigt, wie wir das Filter abstimmen können. Wie früher schalten wir die Kondensatoren für eine schrittweise Änderung der Frequenz um, wobei wir darauf achten, daß ihre Werte identisch bleiben. Zwei frequenzbestimmende Widerstände können ebenfalls simultan variiert werden, um die Frequenz unabhängig von Q oder der Verstärkung zu ändern. Q und Bandbreite der Schaltung werden mit einem einzelnen Widerstand eingestellt. Wenn sich die Frequenz ändert, bleiben Q und die prozentuale Bandbreite konstant. Die absolute Bandbreite steigt oder fällt proportional mit der Mittenfrequenz.

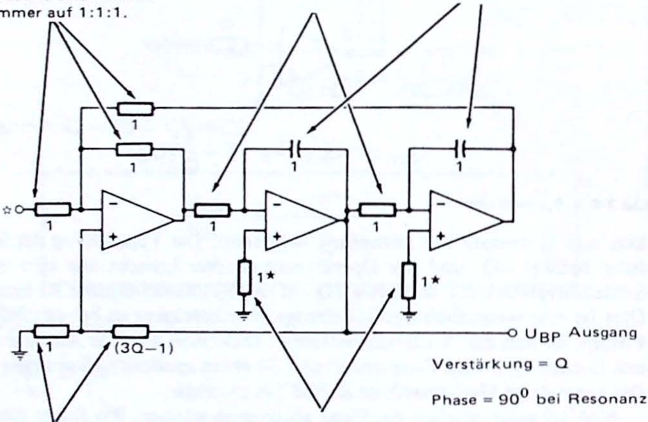
Ein weiterer Operationsverstärker gibt uns variable Verstärkung, unabhängig von Frequenz und Bandbreite. Details sind in Bild 7-10 zu sehen, und die Schaltung wird gemäß Bild 7-11 abgestimmt.

Es gibt eine Verbesserung, die wir an der Bandpaß-Version des Universal-Filters vornehmen können. Die Q-Widerstände können im Verhältnis zu den anderen Bauteilen ziemlich groß werden. Schaltungs-Kapazitäten, insbesondere die Eingangs-Kapazität des Operationsverstärkers kann in der Kurve Verschiebungen bewirken. Bild 7-12 zeigt, wie ein Spannungsteiler am Ausgang des Bandpasses zum Verringern des Wertes des Netzwerkes, durch das Q bestimmt wird, verwendet werden kann. Alles was wir wirk-

Ändere **FREQUENZ** kontinuierlich durch Variieren dieser beiden Widerstände. Halte die Werte der Widerstände jederzeit gleich groß. Eine Widerstandsänderung von 10:1 ergibt eine Frequenzänderung von 10:1. Niedrigere Widerstände ergeben höhere Frequenzen, und umgekehrt.

Ändere die **FREQUENZ** der Schaltung durch Umschalten dieser Kondensatoren. Halte den Wert beider Kondensatoren immer gleich groß. Verdoppeln der Kondensatoren halbiert die Frequenz, und umgekehrt.

Halte das Verhältnis dieser 3 Widerstände immer auf 1:1:1.



Ändere **Q** durch Verwendung dieser beiden Widerstände um die Verstärkung des ersten Verstärkers von seinem BP-Eingang auf einen Wert von +1/Q zu setzen. Halte den rechten Widerstand (3Q−1)mal so groß wie den linken. Der absolute Wert dieser Widerstände ist nicht kritisch. Für minimales Offset sollte der an den + und −Eingängen gesehene Widerstand im Idealfall gleich groß sein.

★ diese Widerstände sind nicht kritisch und können häufig durch eine direkte Verbindung ersetzt werden. Für minimales Offset sollten im Idealfall die vom + und −Eingang aus gesehenen Widerstände gleich groß sein.

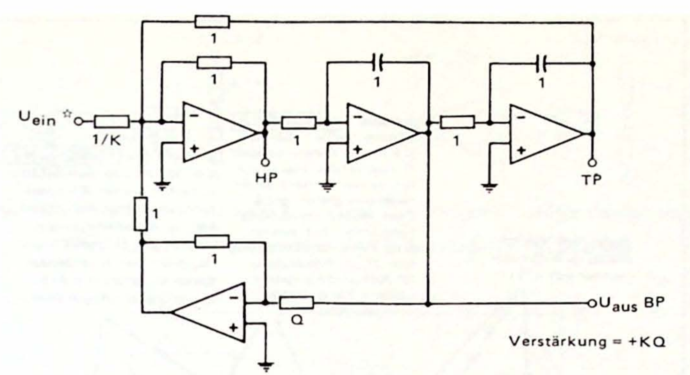
Die **VERSTÄRKUNG** dieser Schaltung ist auf +Q festgelegt und sollte nicht verändert werden. Stelle Signalpegel im System entsprechend ein.

Der **SIGNAL-PEGEL** am Eingang sollte nicht zu hoch sein, um die Verstärker nicht in die Sättigung zu treiben.

(Schaltung wird zu einem Hochpaß oder Tiefpaß durch Auswahl des entsprechenden HP- oder TP-Ausganges.)

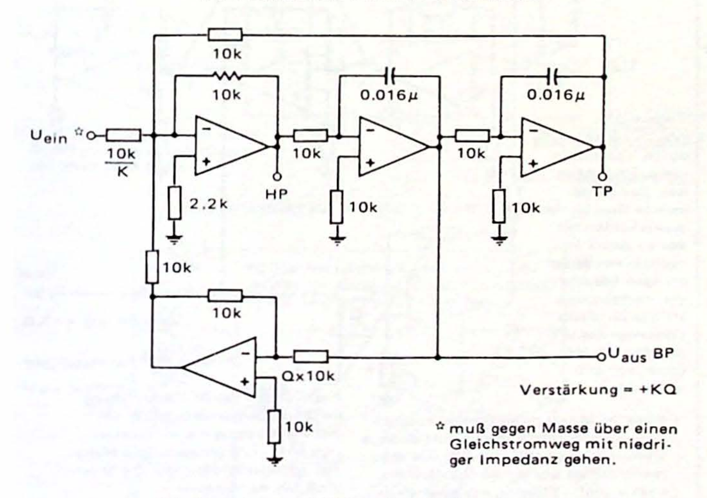
☆ muß gegen Masse über einen Gleichstrom-Weg mit niedriger Impedanz gehen.

Bild 7-9. Abstimmung einer Universal-Bandpaß-Schaltung mit Verstärkung Q.



☆ muß gegen Masse über einen Gleichstrom-Weg mit niedriger Impedanz gehen.

(A) Normiert auf 1 Ω und 1 Radiant/Sek.



(B) Normiert auf 10kΩ und 1kHz Grenzfrequenz.

Bild 7-10. Universal-Bandpaß-Schaltung mit variabler Verstärkung.

lich gemacht haben, ist das Ersetzen eines hochohmigen Widerstandes durch drei niederohmige, die dasselbe äquivalente Stromverteilungs-Verhältnis haben.

Beachten Sie, daß bei Resonanz die Ausgangsspannung der Eingangsspannung um 90° nacheilt. Beachten Sie ferner, daß die Verstärkung +Q für die Schaltung mit 3 Verstärkern beträgt. Die hohe Verstärkung be-

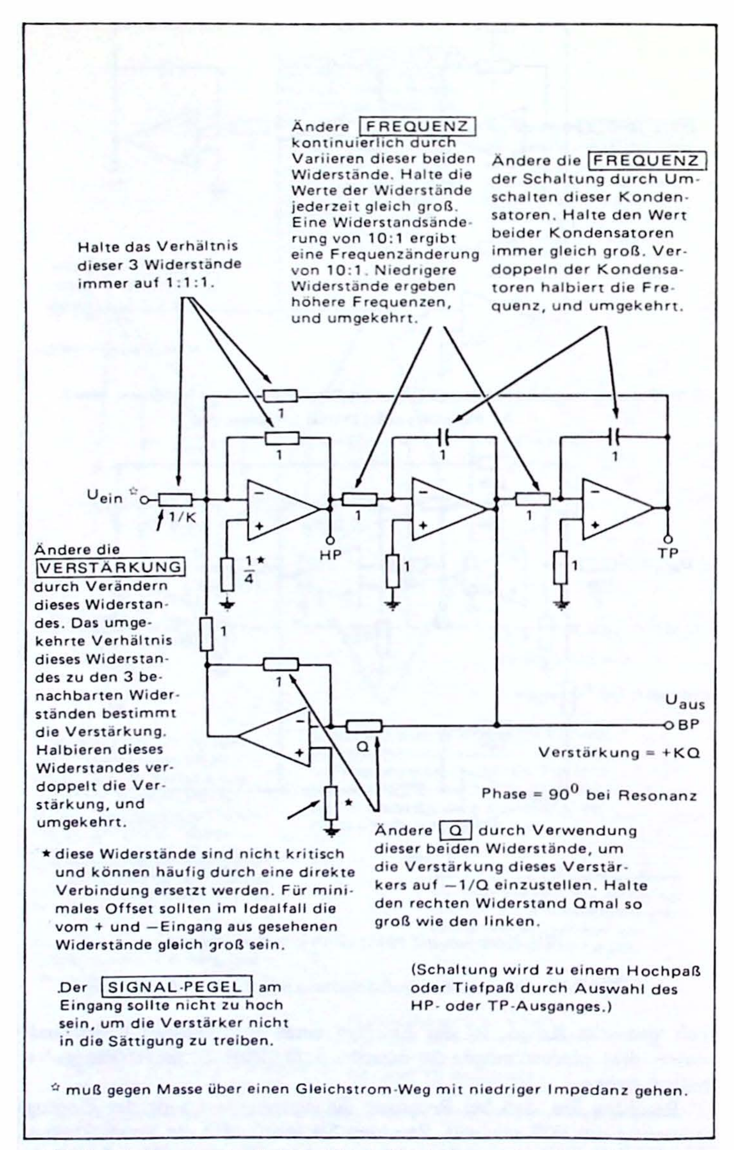
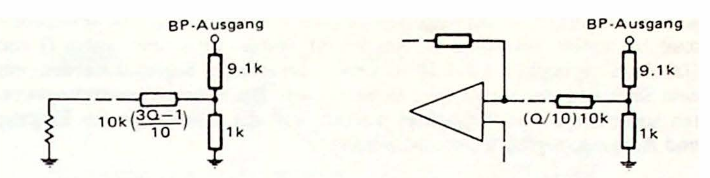


Bild 7-11. Abstimmung der Universal-Bandpaß-Schaltung mit variabler Verstärkung.

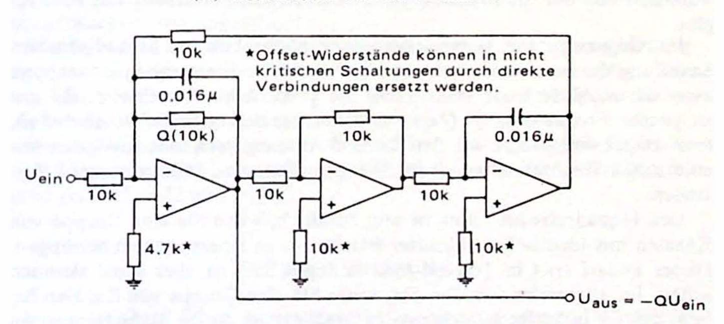


(A) Drei Verstärker, Verstärkung 1. (B) Vier Verstärker, variable Verstärkung.

Bild 7-12. Verringerung des Wertes des Q-bestimmenden Widerstandes.

RF2
1
CF2
1
RQ
Q
1
CF1
1
U_{ein} ☆
RG
1 oder Q/K
1
RF1
1
$U_{aus} = -QU_{ein}$
wenn Eingangs-R = 1
☆ muß gegen Masse über einen Gleichstromweg mit niedriger Impedanz gehen.
$U_{aus} = -KU_{ein}$ wenn Eingangs-R = Q/K

(A) Normiert auf 1 Ω und 1 Radiant/Sek.



(B) Normiert auf 10kΩ und 1 kHz Grenzfrequenz.

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = -\frac{RQ}{RG}\left[\frac{\frac{1}{(RQ)(CF2)}S}{S^2 + \frac{1}{(RQ)(CF2)}S + \frac{1}{(RF1)(RF2)(CF1)(CF2)}}\right]$$

(C) Übertragungsfunktion.

Bild 7-13. Biquadratische Bandpaß-Schaltung (siehe Text).

grenzt die maximal zulässige Größe des Eingangssignals. Beispielsweise muß bei einem Ausgangshub von 5 Volt Spitze-Spitze und einem Q von 100 das Eingangssignal auf 50 Millivolt oder weniger begrenzt werden, um eine Sättigung des Verstärkers zu vermeiden. Bei hohen Verstärkungswerten sollte auch darauf geachtet werden, daß die Signalwege für Eingang und Ausgang sorgfältig getrennt werden.

DAS BIQUADRATISCHE FILTER

Bild 7-13 zeigt eine Schaltung, die der Universal-Schaltung ähnelt, jedoch nur äußerlich. Sie wird ein *biquadratisches Filter* genannt. Die Schaltung besteht aus zwei Integratoren und einem Inverter. Dämpfung wird in einen der Integratoren durch einen Widerstand eingeführt, der Dämpfung und Q bestimmt. Es gibt keinen Hochpaß-Ausgang, und ein möglicher Tiefpaß-Ausgang ist nur von sehr geringem Nutzen.

Die Verstärkung der Schaltung beträgt –Q, wenn der Gegenkopplungs-Widerstand (RQ) und der Eingangs-Widerstand gleich groß sind, und kann beliebig sein, abhängig vom Wert dieses Verhältnisses. Das biquadratische Filter wird durch stufenweises Umschalten der Kondensatoren oder Variieren der frequenz-bestimmenden Widerstände abgestimmt. Wenn wir wollen, können wir das biquadratische Filter mit einem einzigen Widerstand abstimmen, indem wir nur RF2 variieren. Die Frequenz ändert sich dann mit der Quadratwurzel der Widerstandsänderung, wodurch sich nur eine Variation von 3:1 der Frequenz für eine Widerstandsänderung von 10:1 ergibt.

Im Gegensatz zur Universalschaltung bleibt bei der biquadratischen Schaltung die Bandbreite bei einer Änderung der Frequenz konstant, und zwar die absolute Bandbreite, nicht die prozentuale Bandbreite. *Bei ansteigender Frequenz steigt Q an und die prozentuale Bandbreite nimmt ab, und umgekehrt.* Wenn wir den Tiefpaß-Ausgang verwenden, würden wir eine starke Wechselwirkung zwischen Dämpfung und Mittenfrequenz feststellen.

Das biquadratische Filter ist sehr handlich, wenn Sie eine Gruppe von Kanälen mit identischer absoluter Bandbreite in einem System benötigen. Dieser Bedarf tritt in Telefon-Anwendungen auf, ist aber sonst ziemlich selten. Im allgemeinen wollen Sie, wenn Sie eine Gruppe von Kanälen haben, daß die höherfrequenten proportional breiter als die niederfrequenten sind, speziell in Audio-Entzerrern und bei elektronischer Musik.

FREQUENZ-GRENZEN

Die Wahl des Operationsverstärkers begrenzt die erreichbare Frequenz und Q, besonders bei Schaltungen mit einem einzelnen IC, nicht so sehr dagegen bei solchen mit mehreren ICs. Bild 7-14 zeigt einige angenäherte

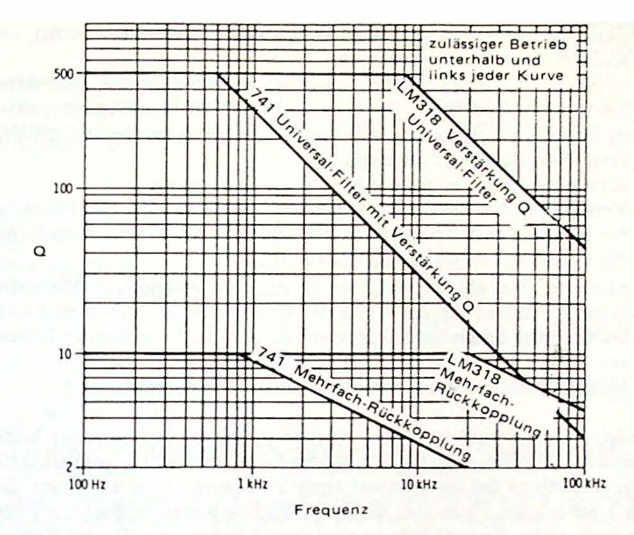


Bild 7-14. Q und Frequenz-Grenzen für aktive Bandpaß-Schaltungen mit kleinem Ausgangs-Hub.

empfohlene Grenzen für die Schaltungen dieses Kapitels mit den Operationsverstärkern von Kapitel 2.

Beachten Sie, daß dieses Diagramm die maximale Anstiegsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung für große Signale nicht berücksichtigt. Dies kann eine weitere Einschränkung der maximalen Arbeitsfrequenz bedeuten, falls Sie hohe Ausgangspegel benötigen.

Die zulässigen Toleranzen und die erforderliche Genauigkeit für kaskadierte Filterabschnitte wurden in Kapitel 5 behandelt, speziell in den Bildern 5-6, 5-12, 5-22 und 5-28.

EINIGE REGELN

Jedes Bandpaß-Filter kann unter Verwendung folgender Richtlinien entworfen werden:

1. Wenn die prozentuale Bandbreite größer als 80 bis 100 Prozent ist, verwenden Sie stattdessen überlappende Hochpaß- und Tiefpaß-Filter. Wenn die Bandbreite kleiner ist, verwenden Sie die Schaltungen dieses Kapitels.
2. Bezugnehmend auf die ursprüngliche Aufgabe und unter Verwendung von Kapitel 5 entscheiden Sie, wieviele Pole erforderlich sind,

welche Mittenfrequenz, Q und Versetzung a diese haben sollen, und schätzen Sie ihre Toleranzen ab.

3. Nehmen Sie eine Filterschaltung unter Verwendung der normierten Werte 1 kHz und 10 kΩ. Die Schaltung mit Mehrfach-Gegenkopplung ist für feste Frequenzen und festes Q (2 bis 5) zu empfehlen, die Universal-Filterschaltung für alles übrige.
4. Setzen Sie die für jede Stufe benötigten Q-Werte ein.
5. Verschieben Sie die Stufen um a, multiplizieren oder dividieren Sie die frequenz-bestimmenden Widerstände mit a wie erforderlich (nur bei Filtern vierter und sechster Ordnung).
6. Skalieren Sie die Filterabschnitte auf ihre endgültigen Mittenfrequenzen, indem Sie die Werte der Kondensatoren gemäß Bild 6-21 ändern oder durch Berechnung des reziproken Frequenz-Verhältnisses.
7. Bauen Sie die Schaltung auf, stimmen sie ab und testen sie.

Einige Beispiele sind in Bild 7-15 gezeigt. Einige Gefahren der Bilder 6-23 und 8-22 treffen auch für den Bandpaß-Fall zu. Es ist besonders wichtig, das Verhältnis der Bauteile auf einen konstanten Wert zu halten. Ein Fehler hierbei kann einen sehr unterschiedlichen Kurvenverlauf zur Folge haben und starke Wechselwirkung zwischen Abstimmung, Q und Verstärkung bewirken.

AUSSCHWINGEN, ELEKTRONISCHE KLINGELN UND ZEITVERHALTEN

Wenn Sie ein Pendel mit einem Stoß oder Schlag in Bewegung versetzen, dann wird es für eine gewisse Zeit ausschwingen, wobei die Schwingung nur dann abklingt, wenn ein nicht ideales Q alle Energie des Impulses aufbraucht. Das gleiche gilt für elektronische Bandpaß-Schaltungen. Je schmaler die Bandbreite und je höher das Q, desto länger ist die Abkling-Periode, oder die Zeit bis zum Ruhezustand. Wir nennen dies das *Einschwing- oder Ausschwing-Verhalten* des Poles.

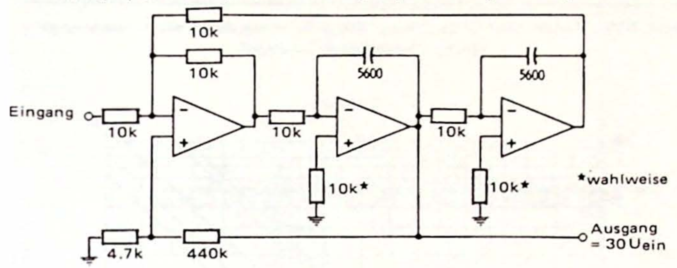
Manchmal möchten wir ein Bandpaß-Filter absichtlich als Schaltung mit bestimmtem Einschwing- oder Ausschwing-Verhalten verwenden, etwa als elektronische Klingel, Glocke oder Perkussions (Schlag)-Instrument, oder vielleicht für Schaltungen der "Quadratur"-Kunst (siehe Kapitel 10). Bei diesen Anwendungen sind wir mehr am freischwingenden *Zeitverhalten* als am sonst üblichen *Frequenz-Verhalten* interessiert.

Wie lange dauert es daher, bis ein Bandpaß-Pol ausgeschwungen ist? Die Regel ist in Bild 7-16 zusammengefaßt, und eine brauchbare Kurve für diese Regel ist in Bild 7-17 zu sehen. Das Diagramm ist für einen 1 kHz-Pol bestimmt, gilt im wesentlichen jedoch auch für andere Frequenzen. Zwei Beispiele sind in Bild 7-18 enthalten.

Entwurf von aktiven Bandpaß-Filterschaltungen

A. Bauen Sie einen Bandpaß für 3 kHz mit Q = 30.

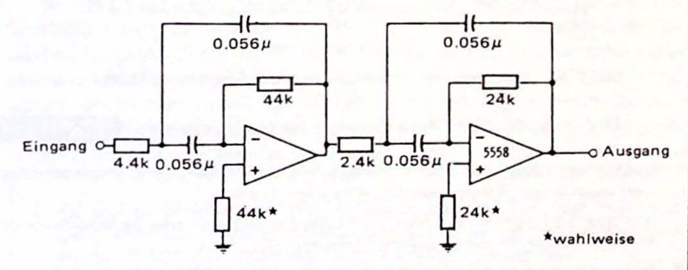
Wir verwenden die Universal-Schaltung mit drei Verstärkern. Der Q-Widerstand wird mit 5k × (3Q − 1) oder 440 kΩ berechnet. Der Kondensator wird 1/3 von 0.016 μF, oder 5600 pF sein. Die endgültige Schaltung sieht folgendermaßen aus:



B. Ein zweipoliges Filter, eine Oktave breit, soll 200 Hz bis 400 Hz überdecken, mit einer Welligkeit von 1 dB im Durchlaß-Bereich. Entwerfen Sie das Filter.

Dies ist das gleiche wie in Bild 5-18. Entsprechend den früheren Ergebnissen benötigen wir ein Q von 3.2, einen Wert für den Versetzungs-Faktor a von 1.32 und eine Mittenfrequenz von 283 Hz. Wir können einen Abschnitt mit Mehrfach-Rückkopplung für jeden der beiden Pole verwenden. Die Widerstandswerte werden anfangs 10k × 3.2 und 10k/3.2, oder 32 kΩ und 3.12 kΩ sein. Diese müssen für den oberen Frequenzpol erniedrigt und für den unteren Frequenzpol um den Faktor a = 1.32 erhöht werden. Die endgültigen Widerstandswerte werden dann 44 kΩ und 4.4 kΩ für die erste Stufe und 24 kΩ und 2.4 kΩ für die zweite sein.

Die Frequenz wird durch Vergrößern von 0.016 μF um 1000/283 auf 0.056 μF skaliert. Die endgültige Schaltung sieht folgendermaßen aus:



Wenn unser Beispiel eine Kurve 6. Ordnung benötigt hätte, würde einer der Pole auf der Mittenfrequenz gelassen und die Hälfte des Qs der anderen Pole erhalten. Die Frequenzen der beiden anderen Pole werden mit ihrem a-Wert erhöht und verringert. Siehe Kapitel 5 für Beispiele.

Die Verstärkung der Schaltung wird $2Q^2$, oder etwa 16 dB pro Stufe, insgesamt also 32 dB betragen. Hiervon muß der Versetzungs-Verlust von 11 dB subtrahiert werden, wodurch eine Verstärkung von 21 dB, d.h. etwas mehr als 10:1, bleibt.

Bild 7-15.

Ein einpoliger Bandpaß schwingt auf $1/\epsilon$ seiner anfänglichen Amplitude in Q/π Zyklen aus.

($1/\epsilon$ ist 37% des Anfangswertes, oder 8.7 dB)

Bild 7-16. Abfall- oder "Ausschwing"-Regel für einen durch einen Spannungssprung angestoßenen Einzelpol.

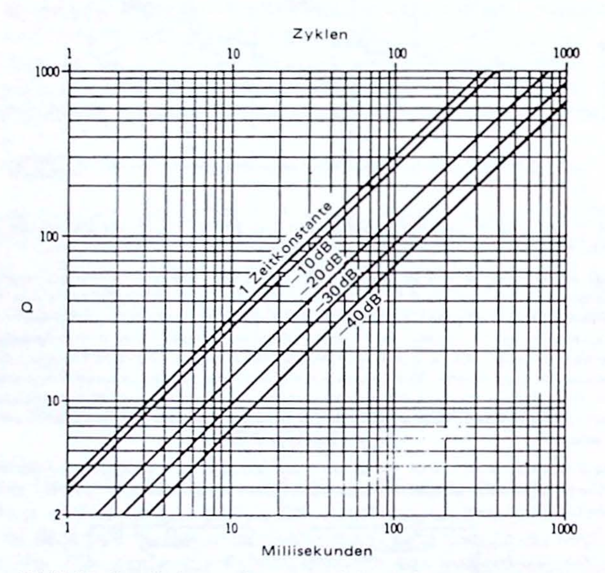


Bild 7-17. Ausschwingen oder exponentieller Abfall eines 1 kHz-Poles.

Dauer des Ein- und Ausschwingens eines Bandpasses **BEISPIELE**

A. Ein plötzlicher Spannungssprung wird einem Bandpaß mit 1 kHz und Q = 50 zugeführt. Wie lange dauert es, bis die Schwingung auf 30 dB unter ihrem Anfangswert abgeklungen ist? Wieviele Schwingungen sind das?

Aus Bild 7-17 können wir die Ausschwingzeit direkt mit etwa 56 Millisekunden entnehmen, was 56 Schwingungen bedeutet.

B. Entwerfen Sie eine elektronische C3-Klingel, die in 0.8 Sekunden auf 10% ihrer anfänglichen Amplitude abklingt.

C3 entspricht einer Frequenz von 131 Hz (Bild 10-3). Ein Ausschwingen von 800 Millisekunden dieser Klingel ist das skalierte Äquivalent des Ausschwingens 131/1000 mal so lange wie das eines 1 kHz-Tones, oder 105 Millisekunden. Aus Bild 7-17 entnehmen wir Q mit etwa 140, wobei wir beachten, daß 10% der Amplitude einem Abfall von 20 dB entspricht. Die Anzahl der Zyklen auf etwa −20 dB wird ungefähr 105 sein.

Bild 7-18.

KAPITEL 8

Hochpaß-Filterschaltungen

In diesem Kapitel werden wir lernen, wie man aktive Hochpaß-Schaltungen der Ordnungen eins bis sechs aufbaut. Die katalogartigen Schaltungen dieses Kapitels sind den Tiefpaß-Schaltungen von Kapitel 6 sehr ähnlich und im wesentlichen "umgedrehte" Versionen der gleichen Schaltungen mit umgetauschten frequenz-bestimmenden Kondensatoren und Widerständen.

EINIGE EINSCHRÄNKUNGEN BEI HOCHPÄSSEN

Bild 8-1 faßt zwei wichtige Einschränkungen bei der Verwendung von Hochpaß-Filtern zusammen. In Wirklichkeit gibt es überhaupt kein echtes aktives Hochpaß-Filter, da der Abfall bei der oberen Frequenz des verwendeten Operationsverstärkers in Kombination mit der unteren Grenzfrequenz der aktiven Schaltung ein Bandpaß-Filter ergibt. Wenn ein aktives Filter von Nutzen sein soll, dann müssen wir dafür sorgen, daß genügend

1. Es gibt in Wirklichkeit kein aktives Hochpaß-Filter. Der Frequenzgang des Operationsverstärkers setzt eine obere Frequenzgrenze, wodurch sich ein bestimmter Durchlaß-Bereich ergibt.
2. Wenn eine Hochpaß-Filterschaltung auch über einen Tiefpaß-Ausgang verfügt, *muß* am Eingang ein Gleichspannungs-Weg gegen Masse vorgesehen werden.

Bild 8-1. Einschränkungen bei einem aktiven Hochpaß-Filter.

"Abstand" zwischen der unteren Grenze des Durchlaß-Bereiches der aktiven Schaltung und der oberen, durch den Operationsverstärker bestimmten Grenze besteht. Sehr häufig ist der maximal nutzbare Frequenzbereich für ein aktives Hochpaß-Filter um einiges kleiner als beim äquivalenten Tiefpaß.

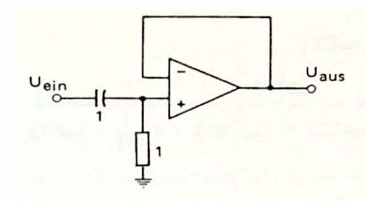
Wenn wir es mit einer Schaltung zu tun haben, die *nur einen Hochpaß* darstellt, so sind die Vorspannungs-Wege des Operationsverstärkers gewöhnlich intern vorhanden, so daß wir uns nicht mehr darum kümmern brauchen, einen Gleichspannungs-Weg durch den Eingang vorzusehen. Dies stimmt jedoch nicht, wenn wir ein Universal-Filter verwenden, das aus Integratoren besteht, und Hochpaß-, Bandpaß- und Tiefpaß-Ausgänge besitzt, und bei dem wir für einen Gleichspannungs-Weg gegen Masse durch den Eingang sorgen müssen. Häufig sind jedoch Probleme mit der Vorspannung und dem Offset des Operationsverstärkers in Hochpaß-Schaltungen weniger schwerwiegend.

Eine weitere Beschränkung aktiver Hochpaß-Schaltungen liegt darin, daß sie von sich aus etwas mehr rauschen als Tiefpässe. Es gibt mehrere offensichtliche Gründe hierfür. Ein Hochpaß-Filter ist eine Differenzierschaltung, die auf plötzliche Änderungen an den Eingängen reagiert und diese *Einschwing*-Information verwendet, um ein Ausgangsignal zu liefern. Bei einem Hochpaß-Filter geht das Rauschen oberhalb der Nutzsignale ungehindert durch, ebenso wie Harmonische der "unterdrückten" Spannungsformen, im Gegensatz zu einem Tiefpaß-Filter, bei dem diese stark abgeschwächt werden. Schließlich tendieren bei einigen Operationsverstärker-Schaltungen die internen hochfrequenten Beschränkungen dazu, die Stabilität zu verringern, wenn Frequenzen in der Nähe der oberen Grenze erreicht werden. Bei zahlreichen Tiefpaß-Schaltungen trifft das Gegenteil zu, wobei der Operationsverstärker die Dämpfung erhöht und zusätzlichen Abfall zur Filterkurve liefert.

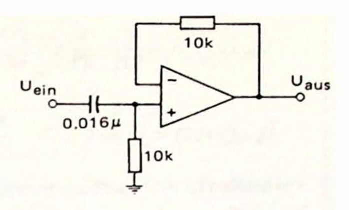
HOCHPASS-SCHALTUNGEN ERSTER ORDNUNG

Die Hochpaß-Abschnitte erster Ordnung sind in Bild 8-2 zu sehen. Sie sind, wie gewöhnlich auf 1 Radiant pro Sekunde und 1 Ohm, sowie auf 10 kΩ und 1 kHz Grenzfrequenz normiert dargestellt. Beim Abschnitt erster Ordnung ist der Operationsverstärker einfach ein Spannungsfolger, der eine Ausgangsbelastung vom RC-Abschnitt fernhält.

Der Gegenkopplungs-Widerstand vom Ausgang zum invertierenden Eingang ist nicht besonders kritisch und sollte für ein minimales Offset gleich dem Wert des frequenz-bestimmenden Widerstandes am Eingang sein. Da dieser frequenz-bestimmende Widerstand häufig zur Einstellung der Frequenz dieses Abschnittes variiert wird, muß der Gegenkopplungs-Widerstand ein Kompromiß sein, und etwa dem mittleren Wert des Abstimm-Widerstandes entsprechen. Am Ausgang eines aktiven Hochpaß-Abschnittes kann ein Trenn-Kondensator angebracht werden, wodurch sämtliche Offset-Verschiebungen vom Ausgang ferngehalten werden.



(A) Normiert auf 1 Ω und 1 Rad./Sek.



(B) Normiert auf 10kΩ und 1kHz Grenzfrequenz.

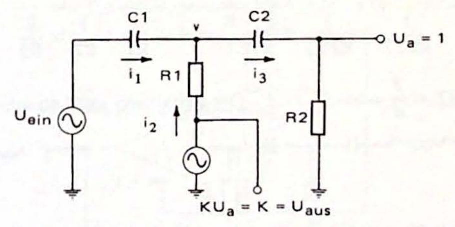
Bild 8-2. Hochpaß-Abschnitte 1. Ordnung.

HOCHPASS-SCHALTUNGEN ZWEITER ORDNUNG

Wir können wiederum Tiefpaß-Schaltungen zweiter Ordnung verwenden und so neu anordnen, daß sie als Hochpaß arbeiten. Die vier Tiefpaß-Filter waren das Sallen-Key-Filter mit Verstärkung 1, das Sallen-Key-Filter mit

MATHEMATIK **Sallen-Key-Hochpaß-Abschnitte 2. Ordnung.**

Sallen-Key-Hochpaß-Filter 2. Ordnung können gewöhnlich in ein passives Netzwerk mit einer aktiven Quelle wie folgt umgezeichnet werden:



Da sich dieses Netzwerk für jede vernünftige Spannung an jedem Punkt gleich verhalten muß, ist es bequem, wenn man $U_a = 1\,\text{Volt}$ und $U_{aus} = KU_a = K$ setzt. Wir lösen dann für i_1, i_2 und i_3 und summieren diese:

$$i_3 = \frac{1\,\text{Volt}}{R2} = \frac{1}{R2}$$

$$v = 1 + \frac{i_3}{j\omega C2} = 1 + \frac{1}{j\omega R2C2} = \frac{j\omega R2C2 + 1}{j\omega R2C2}$$

$$i_2 = \frac{K - v}{R1} \qquad i_1 = (U_{ein} - v)j\omega C1$$

Bild 8-3.

$$U_{ein}(j\omega C1) = \frac{1}{R2} - \frac{K}{R1} + v\left(\frac{1}{R1} + j\omega C1\right)$$

$$U_{ein}(j\omega C1) = \frac{j\omega R2C2}{\frac{1}{R2}(j\omega R2C2) - \frac{K}{R1}(j\omega R2C2) + (j\omega R2C2 + 1)(\frac{1}{R1} + j\omega C1)}$$

Umstellen und Vereinfachen ergibt

$$\frac{1}{U_{ein}} = \frac{(j\omega)^2}{(j\omega)^2 + \left[\frac{1}{R2C1} + \frac{1}{R2C2} + \frac{1-K}{R1C1}\right](j\omega) + \frac{1}{R1R2C1C2}}$$

Und mit S = jω und Einsetzen für e

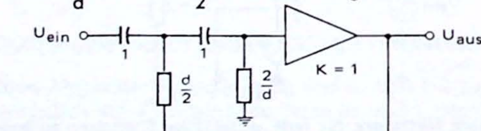
$$\boxed{\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{KS^2}{S^2 + \left[\frac{1}{R2C1} + \frac{1}{R2C2} + \frac{1-K}{R1C1}\right]S + \frac{1}{R1R2C1C2}}}$$

So wie wir es bei der Tiefpaß-Analyse gemacht haben, müssen wir die Bauteilewerte einschränken, wenn K, Frequenz und Dämpfung voneinander unabhängig sein sollen. Zwei nützliche Einschränkungen sind:

(A) *Verstärkung 1, gleiche Kondensatoren:* Mit C1 = C2 und K = 1. Für ω = 1, R1R2C1C2 = 1, daher C1 = C2 = 1 und R1 = 1/R2.

$$\frac{1}{R2C1} + \frac{1}{R2C2} + \frac{1-K}{R1C1} = d = \frac{1}{R2} + \frac{1}{R2} = \frac{2}{R2}$$

$\therefore R2 = \frac{2}{d}$ und $R1 = \frac{d}{2}$. Die Schaltung sieht so aus:



Eine Realisierung mit gleichen Widerständen für eine Verstärkung 1 ist für vernünftige Werte von d nicht möglich.

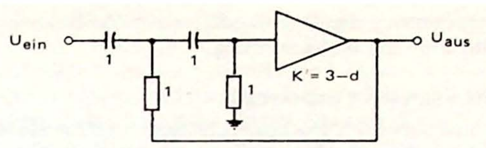
(B) *Alle Bauteile identisch:*

Mit R1 = R2 = C1 = C2 für ω = 1 R1 = R2 = C1 = C2 = 1

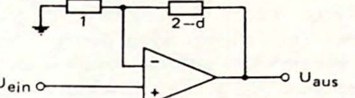
$$\frac{1}{R2C1} + \frac{1}{R2C2} + \frac{1-K}{R1C1} = d = 1 + 1 + 1 - K = d$$

und K = 3–d. Beachten Sie, daß dies der *einzige* Wert von K ist, der ordnungsgemäß arbeiten wird. Die Schaltung sieht so aus:

Bild 8-3 – Fortsetzung.

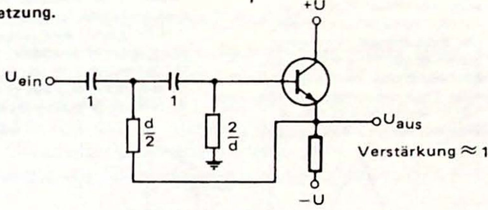


Eine Schaltung mit hoher Eingangs-Impedanz und einer Verstärkung von 3−d ist:

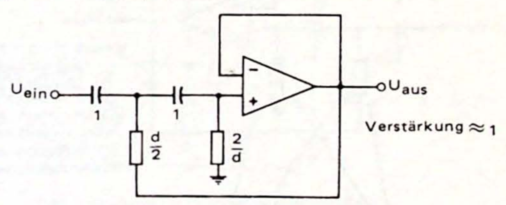


Die Verstärkung wird durch einen Spannungsteiler $\frac{1}{1+2-d} = \frac{1}{3-d}$ in der Gegenkopplung bestimmt der diese auf 3−d zwingt.

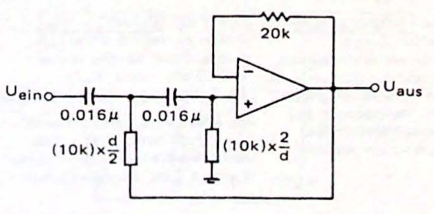
Bild 8-3 – Fortsetzung.



(A) Mit Transistor, normiert auf 1 Ω und 1 Radiant/Sek.



(B) Mit Operationsverstärker, normiert auf 1 Ω und 1 Radiant/Sek.



(C) Mit Operationsverstärker, normiert auf 10 kΩ und 1 kHz Grenzfrequenz.

Bild 8-4. Einfachste Form eines aktiven Hochpaß-Abschnittes 2. Ordnung – Sallen-Key-Schaltung mit Verstärkung 1.

gleichen Komponenten, das Universal-Filter mit Verstärkung 1 und das Universal-Filter mit variabler Verstärkung.

Sallen-Key-Schaltung mit Verstärkung 1

Die zu beiden Sallen-Key-Hochpaß-Schaltungen gehörende Mathematik ist in Bild 8-3 zu sehen. Wie bei den Tiefpaß-Schaltungen haben wir zwei kaskadierte RC-Abschnitte, die einen Operationsverstärker treiben. Der Operationsverstärker trennt die Schaltung von jeder Ausgangsbelastung und führt gerade den richtigen Signal-Betrag in der Nähe der Grenzfrequenz zurück, um die Kurve aufzupolstern und die gewünschte Dämpfung und Form zu erhalten. Der Hauptunterschied zwischen den Hochpaß- und Tiefpaß-Schaltungen besteht darin, daß die Widerstände und Kondensatoren ihre Plätze vertauscht haben. Die Schaltung ist in Bild 8-4 dargestellt.

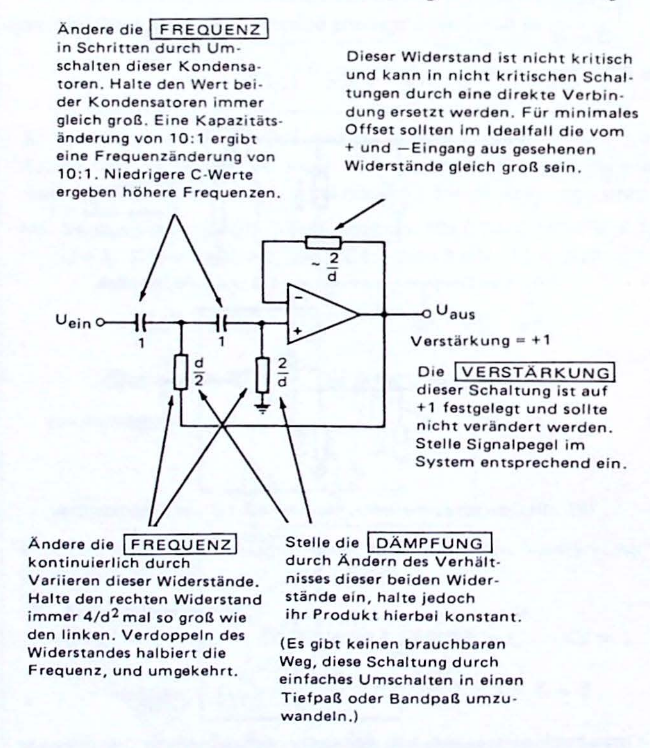


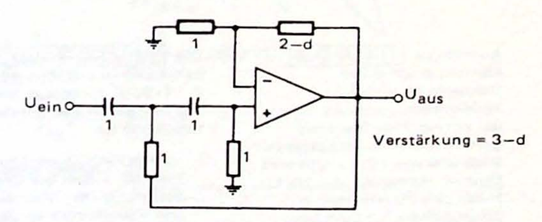
Bild 8-5. Einstellung oder Abstimmung eines Hochpaß-Sallen-Key-Abschnittes 2. Ordnung mit Verstärkung 1.

Der wichtigste Vorteil der Sallen-Key-Schaltung mit Verstärkung 1 ist ihre extreme Einfachheit. In nicht kritischen Schaltungen kann sie sogar mit einem einzigen Transistor-Emitterfolger aufgebaut werden. Die Nachteile sind, daß Dämpfung und Frequenz nicht unabhängig voneinander eingestellt werden können und daß bei einer Frequenz-Variation zwei Widerstände mit verschiedenen Werten gleichzeitig verändert werden müssen. Bild 8-5 zeigt die Wechselwirkung beim Abstimmen.

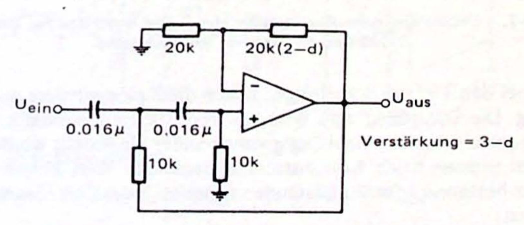
Ein anderer, weniger offensichtlicher Nachteil der Schaltung besteht darin, daß man sie nicht einfach durch Austauschen der Bauteile in ein äquivalentes Tiefpaß-Filter verwandeln kann. Vergleichen Sie Bild 8-4B mit Bild 6-5B. Beachten Sie, daß die oberen Bauteile immer in einem Verhältnis von 1:1 stehen und die unteren in einem Verhältnis $4/d^2$. Das Tiefpaß-Filter verwendet Widerstände mit gleichem Wert, das Hochpaß-Filter dagegen gleiche Kondensatoren. Es ist daher kein einfaches Umschalten der vier Bauteile von einem Filter auf das andere möglich.

Sallen-Key-Schaltung mit gleichen Bauteilewerten

Die Sallen-Key-Schaltung mit gleichen Bauteilewerten (oder Komponenten) verwendet identische Widerstandswerte und identische Werte für die Kondensatoren. Es ist daher sehr einfach, die Filterkurve von Tiefpaß auf Hochpaß und umgekehrt zu schalten, vorausgesetzt, wir wollen hierzu einen 4-poligen Umschalter je Abschnitt verwenden. Die Schaltungen sind in Bild 8-6 dargestellt, die Abstimmwerte und Verfahren in Bild 8-7.



(A) Normiert auf 1 Ω und 1 Radiant/Sek.

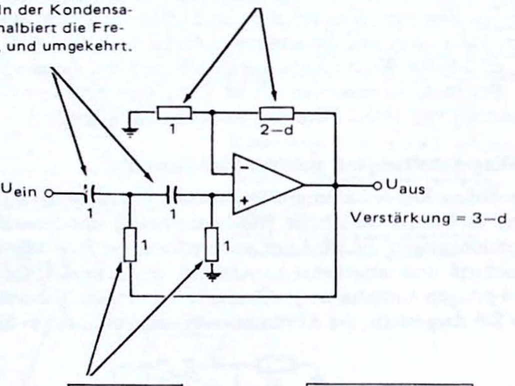


(B) Normiert auf 10kΩ und 1kHz Grenzfrequenz.

Bild 8-6. Das Sallen-Key-Hochpaß-Filter 2. Ordnung mit gleichen Komponenten besitzt unabhängig voneinander einstellbare Dämpfung und Frequenz.

Ändere die FREQUENZ der Schaltung durch Umschalten dieser Kondensatoren. Halte den Wert beider Kondensatoren immer gleich groß. Verdoppeln der Kondensatoren halbiert die Frequenz, und umgekehrt.

Ändere die DÄMPFUNG durch Verwendung dieser beiden Widerstände, um die Verstärkung auf (3−d) einzustellen. Dies geschieht dadurch, daß der rechte Widerstand (2−d)mal größer als der linke gemacht wird. Der absolute Wert dieser Widerstände ist nicht kritisch. Für minimales Offset sollten im Idealfall die Widerstände am + und −Eingang gleich groß sein.



Ändere die FREQUENZ kontinuierlich durch Variieren dieser beiden Widerstände. Halte die Werte der Widerstände jederzeit gleich groß. Eine Widerstandsänderung von 10:1 ergibt eine Frequenzänderung von 10:1. Niedrigere Widerstände ergeben höhere Frequenzen, und umgekehrt.

Die VERSTÄRKUNG dieser Schaltung ist auf 3−d oder etwa 2:1 (+6dB) festgelegt. Stelle Signalpegel im System entsprechend ein.

(Die Schaltung wird zu einem Tiefpaß, indem die frequenzbestimmenden Widerstände und Kondensatoren vertauscht werden.)

Bild 8-7. Einstellung oder Abstimmung des Sallen-Key-Hochpaß-Abschnittes 2.Ordnung mit gleichen Komponenten.

Wie bei den Tiefpaß-Schaltungen haben diese eine mittlere positive Verstärkung. Die Dämpfung wird über die Verstärkung eingestellt. Dämpfung und Frequenz können unabhängig voneinander eingestellt werden. Wie gewöhnlich müssen beide Kondensatoren denselben Wert haben und beide frequenz-bestimmenden Widerstände müssen zu jeder Zeit identische Werte aufweisen.

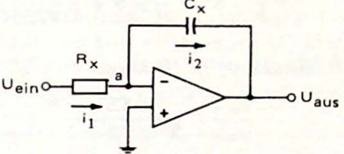
Das Verhältnis der beiden Widerstände am invertierenden Eingang bestimmt die Verstärkung und die Dämpfung. Der absolute Wert dieser Widerstände ist nicht besonders kritisch. Er wird normalerweise so eingestellt,

daß die Parallel-Kombination gleich groß wie der Widerstand ist, der vom nicht-invertierenden Eingang gegen Masse gesehen wird. Beachten Sie, daß der Widerstandswert für ein optimales Offset für einen Tiefpaß im allgemeinen *zweimal* so groß wie der für Tiefpaß-Schaltungen sein wird, da wir

MATHEMATIK

Universal-Hochpaß-Abschnitte 2. Ordnung.

Ein Integrator mit Operationsverstärker sieht folgendermaßen aus:



Die hohe Verstärkung des Operationsverstärkers treibt die Differenz zwischen den + und −Eingängen ständig auf Null. Punkt a ist daher eine virtuelle Masse.

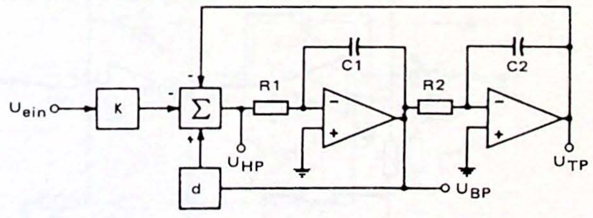
$$i_1 = \frac{U_{ein}}{R_x}$$

$$i_2 = -\frac{U_{aus}}{1/j\omega C_x} = i_1 = \frac{U_{ein}}{R_x}$$

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = -\frac{1}{j\omega R_x C_x} \text{ oder mit } S = j\omega,$$

$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = -\frac{1}{R_x C_x S}$$

Die Universal-Schaltung



kann nun analysiert werden:

$$U_{HP} = -KU_{ein} - U_{TP} + dU_{BP} = U_{aus}$$

$$U_{BP} = -\frac{U_{HP}}{SR1C1}$$

Bild 8-8.

$$U_{TP} = -\frac{U_{BP}}{SR2C2} = +\frac{U_{HP}}{S^2R1C1R2C2}$$

$$KU_{ein} = -U_{HP} + dU_{BP} - U_{TP}$$

$$(-K)\,U_{ein} = U_{HP} + \frac{U_{HP}\,d}{SR1C1} + \frac{U_{HP}}{S^2R1R2C1C2}$$

das sich umstellen läßt in

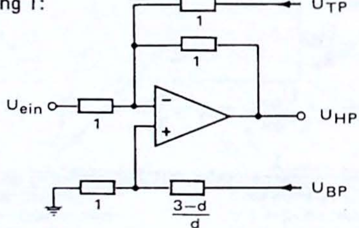
$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{-KS^2}{S^2 + \frac{d}{R1C1}S + \frac{1}{R1R2C1C2}}$$

Wenn R1C1 = R2C2 = 1, wird dies zu

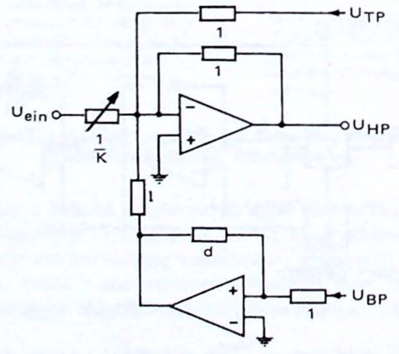
$$\frac{U_{aus}}{U_{ein}} = \frac{-KS^2}{S^2 + dS + 1}$$

Es gibt verschiedene Wege, den Summier-Block zu realisieren:

(A) Verstärkung 1:



(B) Variable Verstärkung:



wie früher in Bild 6-9 und Kapitel 2 analysiert wurde.

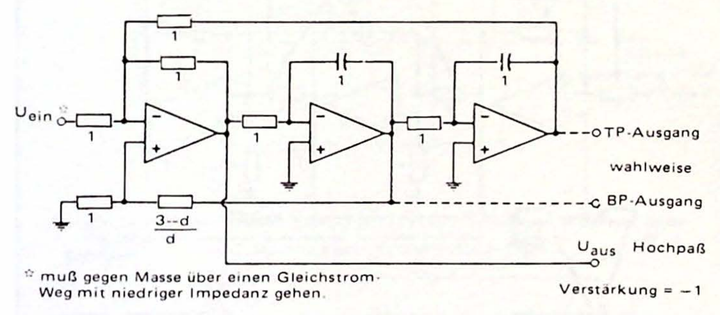
Bild 8-8 – Fortsetzung.

nur einen einzigen frequenz-bestimmenden Widerstand direkt gegen Masse im Hochpaß-Fall haben. In einer Tiefpaß-Schaltung haben wir zwei frequenz-bestimmende Widerstände, die durch die Quelle gegen Masse führen.

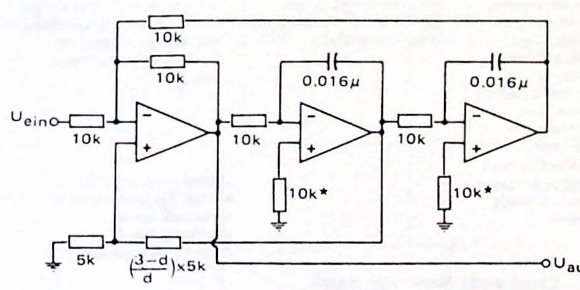
Offset ist gewöhnlich ein wesentlich kleineres Problem bei Hochpaß-Schaltungen. Im allgemeinen, wenn Ihre Schaltung zwischen Hoch- und Tiefpaß umzuschalten ist, verwenden Sie die optimalen Widerstandswerte für den Tiefpaß-Fall.

Universal-Filter mit Verstärkung 1

Die zu beiden Universal-Filtern gehörende Mathematik ist in Bild 8-8 dargestellt, während die Schaltung mit Verstärkung 1 und ihre Abstimmung in den Bildern 8-9 und 8-10 zu sehen ist. Wir bewahren uns normalerweise die Universal-Schaltungen für anspruchsvollere und kritischere Aufgaben auf. Sie benötigen drei oder vier Operationsverstärker pro Ab-



(A) Normiert auf 1 Ω und 1 Radiant/Sek.



*wahlweise Offset-Kompensation – kann in nicht kritischen Anwendungen durch eine direkte Verbindung ersetzt werden.

(B) Normiert auf 10 kΩ und 1 kHz Grenzfrequenz.

Bild 8-9. Ein Universal-Filter mit 3 Verstärkern besitzt die Verstärkung 1, leichte Abstimmbarkeit und einfache Umwandlung in Hoch- oder Bandpaß.

Ändere FREQUENZ kontinuierlich durch Variieren dieser beiden Widerstände. Halte die Werte der Widerstände jederzeit gleich groß. Eine Widerstandsänderung von 10:1 ergibt eine Frequenzänderung von 10:1. Niedrigere Widerstände ergeben höhere Frequenzen, und umgekehrt.

Ändere die FREQUENZ der Schaltung durch Umschalten dieser Kondensatoren. Halte den Wert beider Kondensatoren immer gleich groß. Verdoppeln der Kondensatoren halbiert die Frequenz, und umgekehrt.

Halte das Verhältnis dieser 3 Widerstände immer auf 1:1:1.

U_{ein} ☆

1

1

1

1

1

1

1

★

★

TP

BP

$\frac{3-d}{d}$

U_{aus} Hochpaß

Ändere DÄMPFUNG durch Verwendung dieser beiden Widerstände, um die Verstärkung auf +d einzustellen. Dazu wird der rechte Widerstand (3−d)/d mal so groß wie der linke gemacht. Der absolute Wert dieser Widerstände ist nicht kritisch. Für minimales Offset sollten die vom + und −Eingang gesehenen Widerstände gleich groß sein.

★ Diese Widerstände sind nicht kritisch und können meist durch eine direkte Verbindung ersetzt werden.

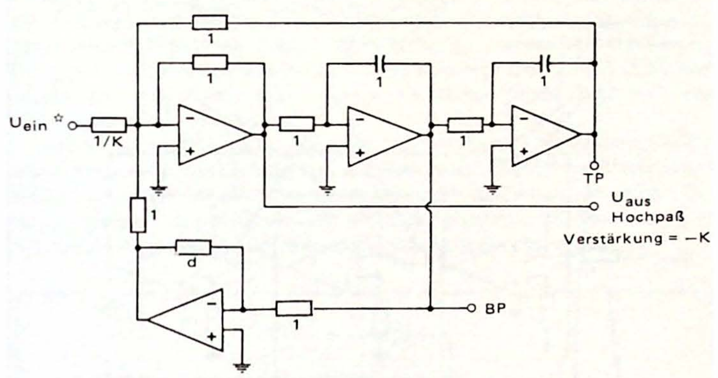
Die VERSTÄRKUNG dieser Schaltung ist auf −1 eingestellt und sollte nicht verändert werden. Stelle Signalpegel im System entsprechend ein.

(Schaltung wird zu einem Tiefpaß oder Bandpaß durch Auswahl des TP- oder BP-Ausganges.)

☆ muß gegen Masse über einen Gleichstromweg mit niedriger Impedanz gehen.

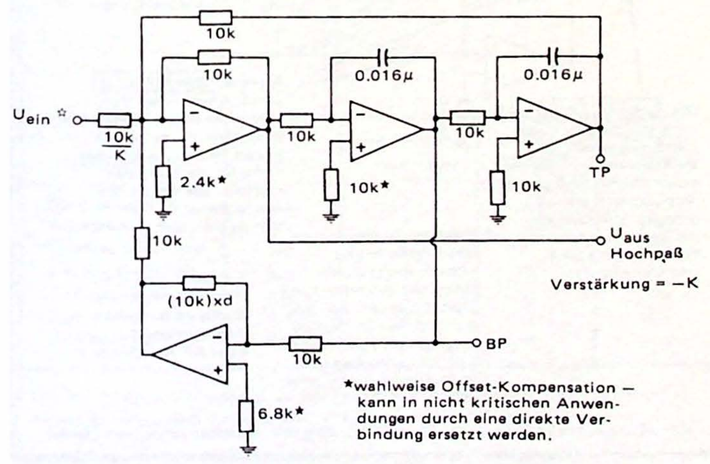
Bild 8-10. Einstellung oder Abstimmung des Universal-Hochpaß-Abschnittes 2. Ordnung mit Verstärkung 1.

schnitt 2. Ordnung, verglichen mit nur einem bei den Sallen-Key-Schaltungen. Universal-Filter werden häufig verwendet, wenn kritische, niedrige Dämpfungswerte erforderlich sind, wenn eine spannungsgesteuerte Abstimmung über einen großen Bereich erfolgen soll, wenn ein um 90 Grad phasenverschobener Ausgang benötigt wird, oder wenn ein besonders einfaches Umschalten zwischen Hochpaß, Bandpaß und Tiefpaß gewünscht wird. Sie sind auch für die elliptischen Filter des nächsten Kapitels wesentlich.



☆ muß gegen Masse über einen Gleichstrom-Weg mit niedriger Impedanz gehen.


(A) Normiert auf 1 Ω und 1 Radiant/Sek.



(B) Normiert auf 10 kΩ und 1 kHz Grenzfrequenz.

Bild 8-11. Universal-Filter mit variabler Verstärkung.

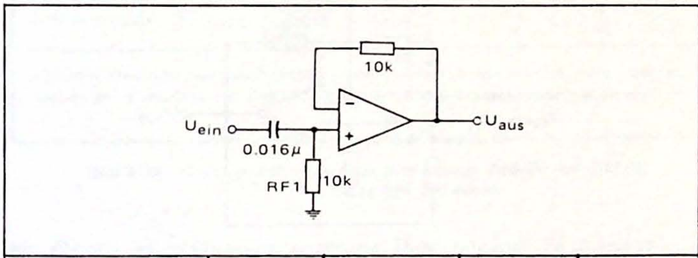
Bild 8-12. Einstellung oder Abstimmung des Universal-Hochpaß-Abschnittes 2. Ordnung mit variabler Verstärkung.

Da die Schaltung auch Tiefpaß- und Bandpaß-Kurven liefert, muß noch ein Gleichstrom-Weg durch die Quelle vorgesehen werden. Die Widerstände am nicht-invertierenden Eingang werden für ein minimales Offset optimiert, so wie dies für die Tiefpaß-Versionen ausgeführt wurde. Die Verstärkung der Schaltung beträgt 1 und die Phase wird umgedreht.

Universal-Filter mit variabler Verstärkung

Wenn Sie eine *feste* Verstärkung verschieden von 1 wollen, können Sie die Widerstandswerte für diese Verstärkung neu berechnen. Da Änderungen der Verstärkung die Dämpfung beeinflussen, ist eine variable Verstärkung bei der Schaltung von Bild 8-9 nicht empfehlenswert. Man verwendet hierzu am einfachsten einen vierten Verstärker gemäß Bild 8-11 und stimmt ihn wie in Bild 8-12 ab.

Die Verstärkung wird im umgekehrten Verhältnis zum Eingangs-Widerstand eingestellt, unabhängig von der Dämpfung. Dämpfung, Verstärkung und Frequenz sind vollkommen unabhängig voneinander einstellbar. Das Ausgangssignal ist gewöhnlich um 180 Grad phasenverschoben, was einen Vorteil für die Stabilität bei höheren Verstärkungswerten ergibt.



Kurvenform	RF1	Verstärkung U_{aus}/U_{ein}	Verstärkung Dezibel	Bauteile-Toleranz
Stark gedämpft	10K	1	0	10%
Kompromiß	10K	1	0	10%
Flachste Amplitude	10K	1	0	10%
Leichte Welligkeit	10K	1	0	10%
1 dB Welligkeit	10K	1	0	10%
2 dB Welligkeit	10K	1	0	10%
3 dB Welligkeit	10K	1	0	10%

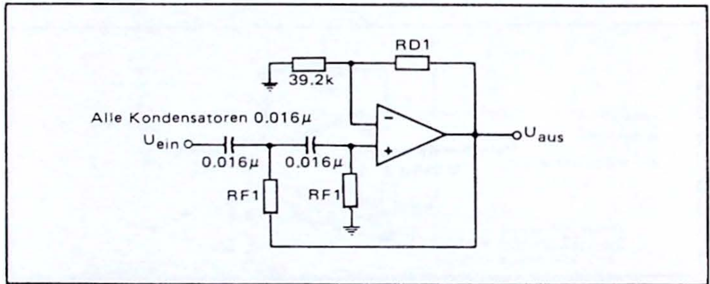
Um die Frequenz zu ändern, skaliere alle Kondensatoren entsprechend. Verdreifachen der Kapazität verringert die Frequenz auf ein Drittel, und umgekehrt.

Bild 8-13. Hochpaß-Schaltungen 1. Ordnung, +6 dB/Oktave Abfall, 1 kHz Grenzfrequenz.

Für die meisten einfachen Anwendungen ist das Sallen-Key-Filter mit gleichen Komponenten häufig die beste Wahl. So wie wir es bei den Tiefpaß-Filtern gemacht haben, können wir eine Liste von Filtern der Ordnung eins bis sechs für die sieben Kurvenformen aufstellen. Diese sind in den Bildern 8-13 bis 8-19 zu sehen.

Die Widerstandswerte sind mit 1% Toleranz angeführt, obwohl die wirklich erforderlichen Bauteile-Toleranzen für die meisten Schaltungen typisch 5%, wie gezeigt, sind. Die Werte für den Dämpfungs-Widerstand sind dieselben geblieben wie im Tiefpaß-Fall, obwohl ihre theoretisch optimalen Werte bezüglich des Offsets die Hälfte der in diesen Bildern gezeigten sind. Die optimalen Offset-Werte werden variieren, da die frequenzbestimmenden Widerstände während des Abstimmens verändert werden.

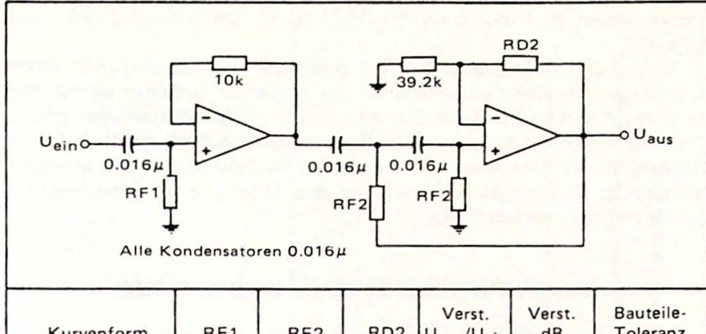
Eine Kurve dritter Ordnung kann durch einen einzelnen Operationsverstärker angenähert werden, wie in Bild 8-16 gezeigt wird. Dies geschieht durch Verringern der Eingangs-Impedanz am Eingangs-RC-Abschnitt auf



Kurvenform	RF1	RD1	Verstärkung U_{aus}/U_{ein}	Verstärkung Dezibel	Bauteile-Toleranz
Stark gedämpft	12.7K	10.5K	1.3	2.3	10%
Kompromiß	11.3K	16.9K	1.4	3.0	10%
Flachste Ampl.	10.0K	22.6K	1.6	4.1	10%
Leichte Welligk.	9.31K	30.9K	1.8	5.2	10%
1dB Welligkeit	8.66K	37.4K	2.0	6.0	10%
2dB Welligkeit	8.45K	43.2K	2.1	6.4	10%
3dB Welligkeit	8.45K	48.7K	2.2	6.8	5%

Um die Frequenz zu ändern, skaliere alle Kondensatoren entsprechend. Verdreifachen der Kapazität verringert die Frequenz auf ein Drittel, und umgekehrt.

Bild 8-14. Hochpaß-Schaltungen 2. Ordnung, +12dB/Oktave Abfall, 1kHz Grenzfrequenz.



Kurvenform	RF1	RF2	RD2	Verst. U_{aus}/U_{ein}	Verst. dB	Bauteile-Toleranz
Stark gedämpft	13.3K	14.7K	21.5K	1.6	4.1	10%
Kompromiß	11.5K	12.1K	31.6K	1.8	5.1	10%
Flachste Ampl.	10.0K	10.0K	39.2K	2.0	6.0	10%
Leichte Welligk.	6.65K	9.53K	51.1K	2.3	7.3	10%
1dB Welligkeit	4.53K	9.09K	59.0K	2.5	8.0	5%
2dB Welligkeit	3.24K	9.09K	63.4K	2.6	8.3	5%
3dB Welligkeit	3.01K	9.09K	66.5K	2.7	8.6	2%

Um die Frequenz zu ändern, skaliere alle Kondensatoren entsprechend. Verdreifachen der Kapazität verringert die Frequenz auf ein Drittel, und umgekehrt.

Bild 8-15. Hochpaß-Schaltungen 3. Ordnung, +18dB/Oktave Abfall, 1kHz Grenzfrequenz.

ein Zehntel seiner normalen Impedanz. Dies erniedrigt die Eingangs-Impedanz, hält aber auch alle Belastungs-Einflüsse vom aktiven Abschnitt fern.

Da Hochpaß-Filter im allgemeinen mit niedrigen Grenzfrequenzen verwendet werden, kann ein Skalieren der Widerstände auf 100 kΩ oder noch höher ausgeführt werden, um die Kapitzätswerte zu verringern. Offsetprobleme werden natürlich wachsen, aber Offset ist selten ein Problem der Schaltungen, die nur als Hochpaß arbeiten, außer es wird so groß, daß es den dynamischen Bereich einschränkt oder stark temperatur-abhängig wird.

Die Werte der Kondensatoren sind alle identisch und für 1 kHz dargestellt. Um die Kondensatoren auf andere Grenzfrequenzen zu skalieren, berechnen Sie einfach ihr inverses Verhältnis oder lesen Sie die Werte aus Bild 8-20 ab, eine Wiederholung der Kurven von Bild 6-21.

Die Einschränkungen durch den Operationsverstärker werden selten für die eigentliche Hochpaß-Kurve von Bedeutung sein. Stattdessen setzen sie gewöhnlich eine obere Grenze für den Durchlaß-Bereich. Wenn wir einen Durchlaß-Bereich von wenigstens einer Dekade (10:1) der Frequenz haben

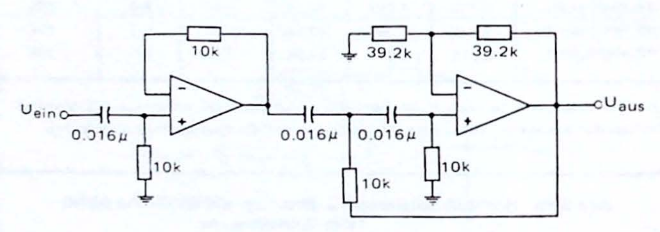
wollen, gelten die Grenzen von Bild 8-21 für die Operationsverstärker aus Kapitel 2.

Wie bei den Tiefpaß-Filtern gibt es zahlreiche Möglichkeiten, mit diesen Schaltungen Probleme zu bekommen. Die möglichen Gefahren sind in Bild 8-22 zusammengefaßt. Zusätzlich zu den Tiefpaß-Beschränkungen gibt es noch die im allgemeinen schlechten Rausch-Eigenschaften, die Sie bei einer Hochpaß-Kurve bekommen. Ferner müssen Sie dafür sorgen, daß genügend Abstand im Durchlaß-Bereich zwischen dem Filter und der Grenzfrequenz des Operationsverstärkers liegt.

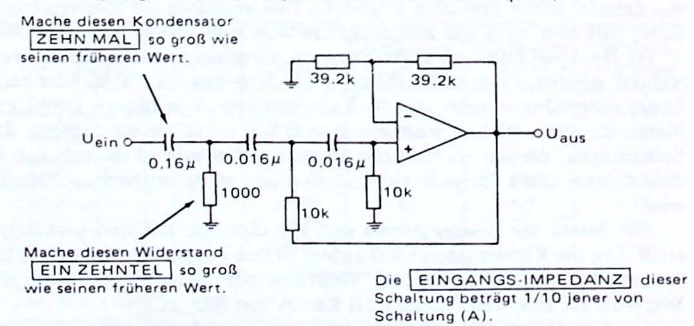
EINIGE ENTWURFSREGELN FÜR HOCHPÄSSE

Die folgenden Regeln fassen zusammen, wie die Schaltungen und Diagramme dieses Kapitels zu verwenden sind:

Wenn Sie die Sallen-Key-Schaltung mit gleichen Komponenten verwenden können:

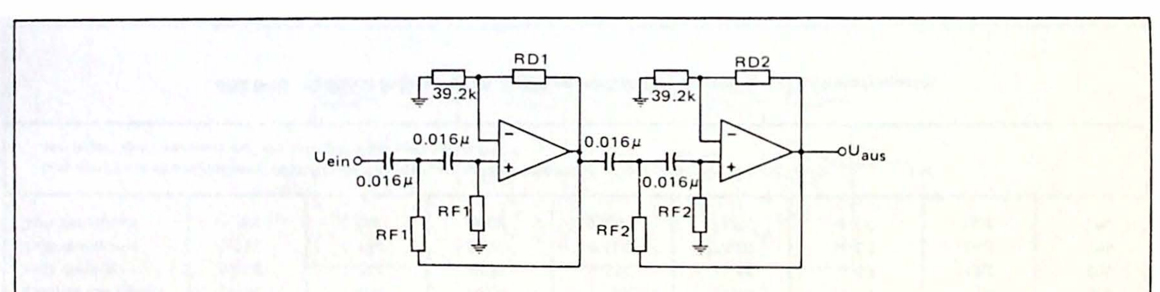


(A) Typisches Filter 3. Ordnung mit zwei Operationsverstärkern (gezeigt für flachste Amplitude und 1 kHz Grenzfrequenz).



(B) Angenäherte Lösung zu (A) mit einem einzelnen Operationsverstärker.

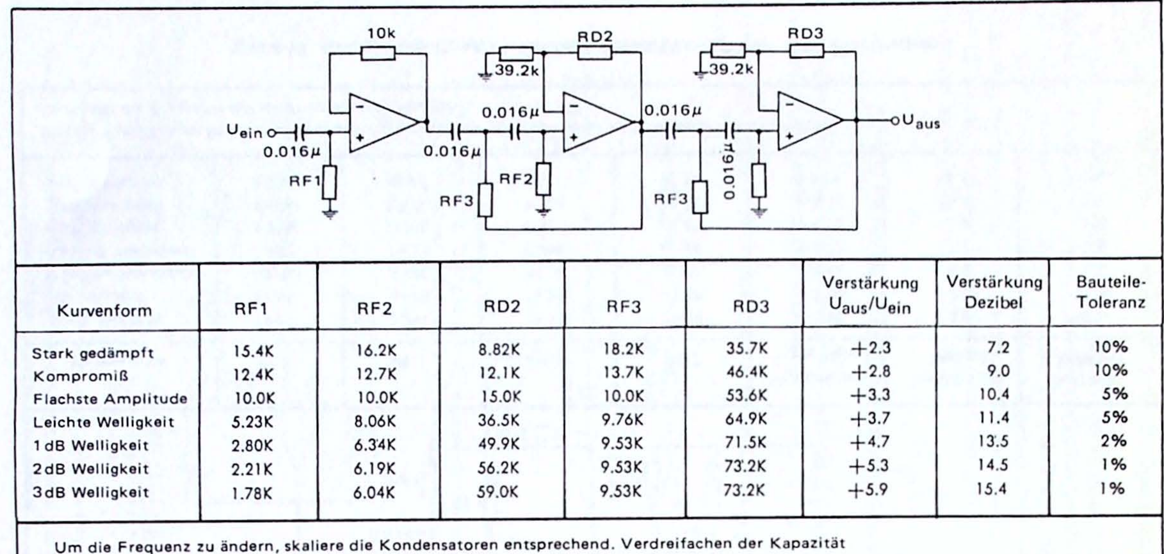
Bild 8-16. Angenäherte Lösung für eine Hochpaß-Schaltung 3. Ordnung mit einen einzelnen Operationsverstärker.



Kurvenform	RF1	RD1	RF2	RD2	Verstärkung U_{aus}/U_{ein}	Verstärkung Dezibel	Bauteile-Toleranz
Stark gedämpft	14.3K	3.24K	16.2K	29.4K	+1.90	5.6	10%
Kompromiß	12.1K	4.64K	12.7K	41.2K	+2.30	7.2	10%
Flachste Amplitude	10.0K	5.90K	10.0K	48.7K	+2.60	8.3	5%
Leichte Welligkeit	7.15K	18.2K	9.76K	60.4K	+3.72	11.4	5%
1dB Welligkeit	5.23K	28.7K	9.53K	66.5K	+4.70	13.4	5%
2dB Welligkeit	4.64K	35.7K	9.53K	69.8K	+5.31	14.5	2%
3dB Welligkeit	4.42K	42.2K	9.53K	71.5K	+5.84	15.3	1%

Um die Frequenz zu ändern, skaliere alle Kondensatoren entsprechend. Verdreifachen der Kapazität verringert die Frequenz auf ein Drittel, und umgekehrt.

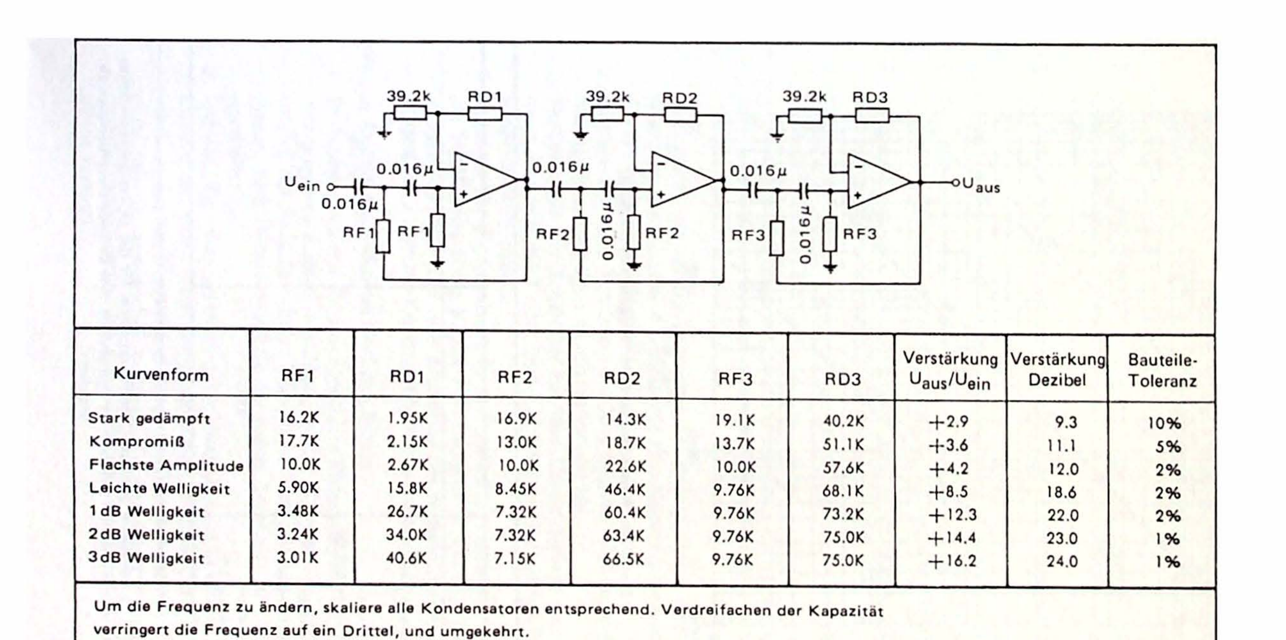
Bild 8-17. Hochpaß-Schaltungen 4. Ordnung, +24dB/Oktave Abfall, 1kHz Grenzfrequenz.



Kurvenform	RF1	RF2	RD2	RF3	RD3	Verstärkung U_{aus}/U_{ein}	Verstärkung Dezibel	Bauteile-Toleranz
Stark gedämpft	15.4K	16.2K	8.82K	18.2K	35.7K	+2.3	7.2	10%
Kompromiß	12.4K	12.7K	12.1K	13.7K	46.4K	+2.8	9.0	10%
Flachste Amplitude	10.0K	10.0K	15.0K	10.0K	53.6K	+3.3	10.4	5%
Leichte Welligkeit	5.23K	8.06K	36.5K	9.76K	64.9K	+3.7	11.4	5%
1 dB Welligkeit	2.80K	6.34K	49.9K	9.53K	71.5K	+4.7	13.5	2%
2 dB Welligkeit	2.21K	6.19K	56.2K	9.53K	73.2K	+5.3	14.5	1%
3 dB Welligkeit	1.78K	6.04K	59.0K	9.53K	73.2K	+5.9	15.4	1%

Um die Frequenz zu ändern, skaliere die Kondensatoren entsprechend. Verdreifachen der Kapazität verringert die Frequenz auf ein Drittel, und umgekehrt.

Bild 8-18. Hochpaß-Schaltungen 5. Ordnung, +30 dB/Oktave Abfall, 1 kHz Grenzfrequenz.



Kurvenform	RF1	RD1	RF2	RD2	RF3	RD3	Verstärkung U_{aus}/U_{ein}	Verstärkung Dezibel	Bauteile-Toleranz
Stark gedämpft	16.2K	1.95K	16.9K	14.3K	19.1K	40.2K	+2.9	9.3	10%
Kompromiß	17.7K	2.15K	13.0K	18.7K	13.7K	51.1K	+3.6	11.1	5%
Flachste Amplitude	10.0K	2.67K	10.0K	22.6K	10.0K	57.6K	+4.2	12.0	2%
Leichte Welligkeit	5.90K	15.8K	8.45K	46.4K	9.76K	68.1K	+8.5	18.6	2%
1 dB Welligkeit	3.48K	26.7K	7.32K	60.4K	9.76K	73.2K	+12.3	22.0	2%
2 dB Welligkeit	3.24K	34.0K	7.32K	63.4K	9.76K	75.0K	+14.4	23.0	1%
3 dB Welligkeit	3.01K	40.6K	7.15K	66.5K	9.76K	75.0K	+16.2	24.0	1%

Um die Frequenz zu ändern, skaliere alle Kondensatoren entsprechend. Verdreifachen der Kapazität verringert die Frequenz auf ein Drittel, und umgekehrt.

Bild 8-19. Hochpaß-Schaltungen 6. Ordnung, +36 dB/Oktave Abfall, 1 kHz Grenzfrequenz.

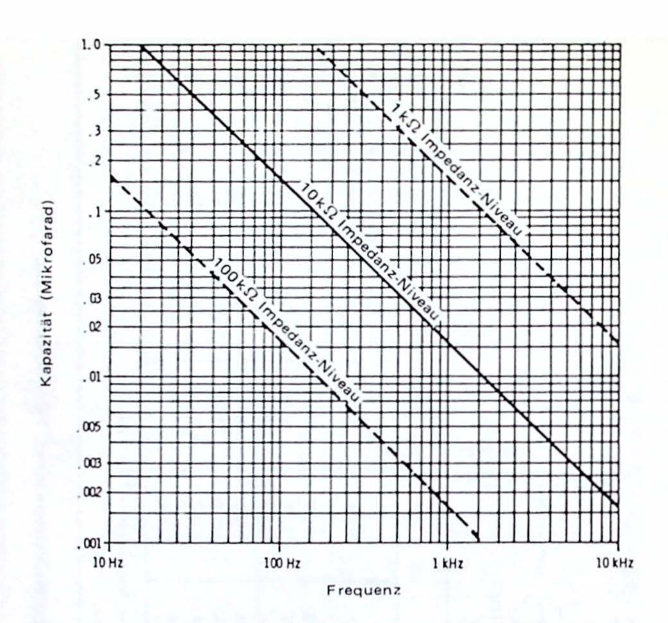


Bild 8-20. Kapazitätswerte für Frequenz-Skalierung.

	741	LM318
Sallen-Key mit Verstärkung 1	2.5 kHz	50 kHz
Sallen-Key mit gleichen Komponenten	1.0 kHz	20 kHz
Universal-Filter mit Verstärkung 1	2.5 kHz	50 kHz
Universal-Filter mit Verstärkung 10	250 Hz	5 kHz

Bild 8-21. Empfohlene oberste Grenzfrequenzen für die Operationsverstärker von Kapitel 2. Mit diesen Grenzen ist mindestens eine Dekade Durchlaßbereich gesichert.

1. Vergessen, daß eine Hochpaß-Schaltung System-Rauschen anhebt, ein Tiefpaß-Filter es dagegen verringert.
2. Vergessen, einen Weg mit niedriger Impedanz gegen Masse bei Universal- oder anderen Schaltungen, die Integratoren verwenden, vorzusehen.
3. Fehlende Dämpfungs-Widerstände, falsche Werte oder zu große Toleranzen.
4. R- und C-Werte nicht im vorgeschriebenen Verhältnis zueinander.
5. Grenzfrequenz eines aktiven Hochpasses so nahe an der Frequenzgrenze des Operationsverstärkers, daß kein Durchlaß-Bereich bleibt.
6. Zu große Bauteile-Toleranzen oder schlechter Gleichlauf bei Abstimmung. (Siehe Kapitel 9.)
7. Eingangssignale zu groß, wodurch Sättigung oder gedämpfte Schwingungen entstehen.

Bild 8-22. Mögliche Gefahren bei aktiven Hochpaß-Filterschaltungen.

1. Bezugnehmend auf Ihr ursprüngliches Filterproblem und unter Verwendung von Kapitel 4 wählen Sie eine Kurvenform und Ordnung, die die Aufgabe erfüllen wird.
2. Wählen Sie diese Schaltung aus den Bildern 8-13 bis 8-19 aus und setzen Sie die richtigen Widerstandswerte ein.
3. Skalieren Sie die Schaltung auf Ihre Grenzfrequenz unter Verwendung von Bild 8-20 oder berechnen Sie die Kapazitäts-Verhältnisse reziprok zur Frequenz.
4. Stimmen Sie die Schaltung ab und stellen sie ein, unter Verwendung der Richtlinien dieses Kapitels und Kapitel 9. Für sehr niedrige Frequenzen erwägen Sie eine Erhöhung des Impedanz-Niveaus auf das 10fache, um kleinere Kondensator-Werte zu erhalten.

Für den Aufbau eines aktiven Hochpaß-Filters:

1. Bezugnehmend auf Ihr ursprüngliches Filterproblem und unter Verwendung von Kapitel 4 wählen Sie eine Kurvenform und Ordnung, welche die Aufgabe erfüllen wird, zusammen mit einer Liste der Frequenz- und Dämpfungswerte für jeden Abschnitt und eine genaue Spezifikation.
2. Nehmen Sie einen geeigneten Abschnitt zweiter Ordnung aus diesem Kapitel für jeden benötigten Abschnitt, normiert auf 1 kHz. Verschieben Sie die Frequenzen der kaskadierten Abschnitte wie gefordert, um die gewünschte spezielle Kurvenform zu realisieren. Erinnern Sie sich daran, daß ein *Vergrößern* des Widerstandes die Frequenz *verringert.*

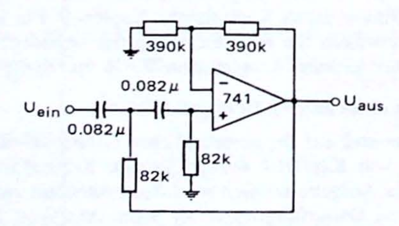
3. Stellen Sie die Dämpfungswerte jedes kaskadierten Abschnittes auf den erforderlichen Wert ein.
4. Skalieren Sie die Schaltung auf Ihre Grenzfrequenz unter Verwendung von Bild 8-20, oder durch Berechnen der Kondensatoren reziprok zur Frequenz.
5. Ordnen Sie die Schaltungen so an, daß Sie mit der am stärksten bedämpften in der Nähe des Eingangs beginnen und die weniger bedämpften Abschnitte in Richtung auf den Ausgang anordnen. Legen Sie einen aktiven oder passiven Abschnitt erster Ordnung an den Eingang, wenn eine Kurve mit ungerader Ordnung benötigt wird.
6. Stimmen Sie die Schaltung ab und stellen sie ein, unter Verwendung der Richtlinien dieses Kapitels und Kapitel 9. Für sehr niedrige Frequenzen erwägen Sie eine Erhöhung des Impedanz-Niveaus auf das 10fache, um kleinere Kondensator-Werte zu erhalten.

Mehrere Entwurfsbeispiele aktiver Hochpaß-Filter sind in Bild 8-23 zu finden.

Entwurf von aktiven Hochpaß-Filtern **BEISPIELE**

A. Entwerfen Sie ein Rumpel-Filter 2. Ordnung für einen Plattenspieler-Verstärker, das eine Spitze von 1 dB und eine Grenzfrequenz von 20 Hz besitzt.

Wir nehmen die Schaltung von Bild 8-14, wobei 8.2 kΩ für die frequenz-bestimmenden Widerstände und 39 kΩ für die Dämpfungs-Widerstände verwendet werden. Skalieren mit dem Faktor 10 ergibt 0.16 μF bei 100 Hz. Zwanzig Hertz ergibt noch fünfmal mehr, nämlich 0.82 μF. Dieser Kondensator ist zwar noch realisierbar, jedoch ein wenig teuer, so daß eine Erhöhung der Impedanz um den Faktor 10 naheliegt. Dies liefert uns eine Eingangs-Impedanz von 100 kΩ für Frequenzen im Durchlaß-Bereich und kleinere Kondensator-Werte mit 0.082 μF. Die Schaltung sieht folgendermaßen aus:



B: Entwerfen Sie ein Filter für elektronische Musik, das die 3. Harmonische der Note C3 (130.81 Hz) mindestens 30 dB stärker als die Grundwelle macht. Das Steuersignal ist eine Sägezahn-Spannung.

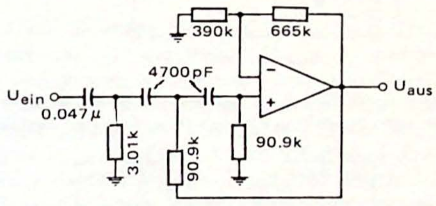
Die Amplituden der Harmonischen der Sägezahn-Spannung nehmen umgekehrt proportional zur Nummer der Harmonischen ab. Das heißt, die zweite Harmonische beträgt 1/2 der Grundwelle (−6 dB), während die dritte Harmonische 1/3

Bild 8-23.

der Grundwelle (−10dB) beträgt. Wir beginnen daher mit der dritten Harmonischen −10dB bezogen auf die Grundwelle und wollen mit der Grundwelle −30dB bezogen auf die dritte Harmonische enden. Wir brauchen daher offensichtlich ein Filter, das die Harmonische 40dB über die Grundwelle anhebt.

Wenn wir Bild 4-14 verwenden, so sehen wir, daß ein Hochpaß-Filter mit 3dB Welligkeit eine Spitze bei 1.2 mal seiner Grenzfrequenz besitzt. Ein Drittel dieser Frequenz ist 0.4 mal die Grundwelle. Die Abschwächung wird etwa 35dB betragen. Ein Filter 4. Ordnung würde einen zweiten Operationsverstärker erfordern. Wir werden daher versuchsweise ein Filter 3. Ordnung mit 3dB-Welligkeit verwenden. Die Grenzfrequenz wird 130.8/0.4 = 327 Hz sein.

Wir verwenden die Schaltung von Bild 8-15 und beachten, daß die frequenzbestimmenden Widerstände 3.01 kΩ für die erste Stufe und 9.09 kΩ für die zweite Stufe sind, mit einem Dämpfungs-Widerstand der zweiten Stufe von 66.5 kΩ. Diesmal, da die Kapazitätswerte kein Problem im Gegensatz zur Eingangs-Impedanz sein werden, wollen wir die Impedanz der ersten Stufe unverändert lassen, und die zweite mit 10 skalieren, um den Operationsverstärker zu eliminieren. Der Kondensator hat augenscheinlich einen Wert von 0.016/0.327 = 0.047 μF für die erste Stufe und 4700 pF für die zweite. Das Filter sieht folgendermaßen aus:



Bauteile mit 2% Toleranz sind zu empfehlen, aber wir werden in dieser speziellen Anwendung auch versuchsweise mit 5% das Auslangen finden.

C. Ein Teil einer komplexen Synthese-Aufgabe benötigt einen Abschnitt, der gleichzeitig eine 2.4 kHz-Tiefpaß- und eine Hochpaß-Filterkurve liefert, sowie eine Dämpfung von 0.3 besitzt. Entwerfen Sie den Abschnitt.

Dies verlangt ein Universal-Filter. Wir wollen annehmen, daß eine Verstärkung von 1 ausreicht. Die Kapazitätswerte werden auf 0.016/2.4 = 6800 pF skaliert und der Dämpfungs-Widerstand beträgt $\left(\frac{3-d}{d}\right)5\,k = 9 \times 5\,k = 45\,k \approx 45.3\,k$

Die endgültige Schaltung sieht folgendermaßen aus:

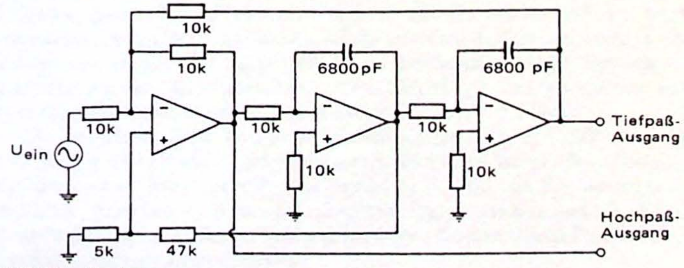
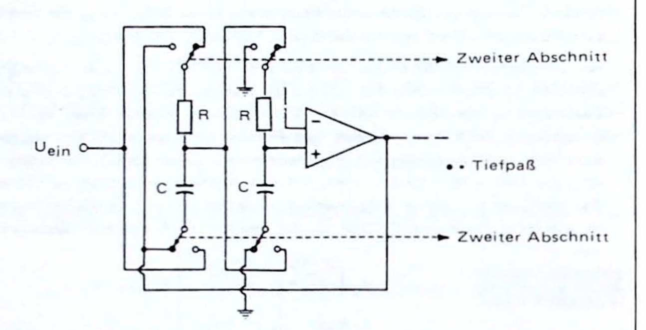


Bild 8-23 – Fortsetzung.

D. Zeigen Sie, wie man die Universal-Filter von Bild 6-24D so umwandeln kann, daß man entweder einen Tiefpaß oder Hochpaß über einen Bereich von 10 Hz bis 10 kHz auswählen kann.

Für die Sallen-Key-Version ordnen wir einen 8-poligen Umschalter so an, daß wir die Widerstände und Kondensatoren am Eingang jedes Operationsverstärkers gegeneinander austauschen können. Die Umschaltung für einen einzelnen Abschnitt sieht folgendermaßen aus:



Bei der Universalfilter-Version ist die Umschaltung wesentlich einfacher, aber es werden natürlich sechs Operationsverstärker anstatt nur zwei benötigt:

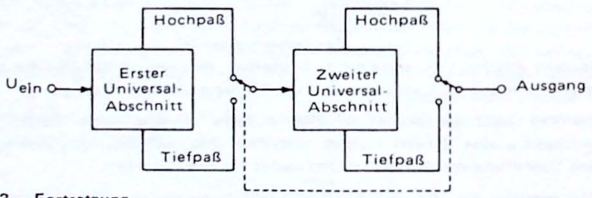


Bild 8-23 – Fortsetzung.

KAPITEL 9

Abstimmung, Spannungs-Steuerung und elliptische Filter

Dieses Kapitel behandelt fortschrittlichere Techniken. Wir werden uns zuerst Bauteile und Abstimm-Verfahren ansehen, und dann die Wege zur Anwendung elektronischer Steuerung, Spannungs-Steuerung oder digitale Abstimmung bei einem aktiven Filter. Danach werden wir einige Kerb- und Bandsperr-Filter untersuchen. Dann schließen wir mit einem Überblick über *elliptische* Filter ab, einer sehr leistungsfähigen Art von Schaltungen mit besonders hohem endgültigen Abfall, die aber in Wirklichkeit nichts anderes sind, als eine sehr einfache Erweiterung der grundlegenden Universal-Filterschaltungen.

BAUTEILE UND ABSTIMMUNG

Es ist immer wichtig, die genauesten und stabilsten Bauteile zu verwenden, die Sie für ein aktives Filtersystem bekommen können. Eine gute Wahl für Kondensatoren sind die Polystyrol-Ausführungen (Styroflex). Sie sind stabil und billig und in zahlreichen Größen mit 5%, 2% und sogar 1% Toleranz lieferbar. Ihr einziger Nachteil besteht darin, daß sie leicht schmelzen, wenn man sie versehentlich mit dem Lötkolben berührt und daß sie von einigen Lösungsmitteln für die Entfernung von Flußmitteln angegriffen werden. Sie müssen daher etwas sorgfältig behandelt werden, sind aber meist die beste Wahl für Kondensatoren in aktiven Filtern.

Die zweitbeste Wahl sind Polycarbonat-Kondensatoren (MKC) für grössere Werte und Glimmer-Kondensatoren für kleine Werte. Polycarbonat-Kondensatoren haben jedoch eine begrenzte Anzahl von Werten und verfügbaren Toleranzen. Wenn Sie über ein Kapazitäts-Meßgerät verfügen, können Sie einen exakten Wert bei niedrigen Kosten durch Parallelschalten von Kondensatoren erhalten.

Verwenden Sie NIEMALS keramische Scheibenkondensatoren oder Elektrolyt-Kondensatoren als frequenz-bestimmende Bauteile in einem aktiven Filter. Die Keramik-Kondensatoren besitzen sehr hohe Toleranzen und Verluste, und verändern ihre Werte mit Spannung und Zeit. Elektrolyt-Kondensatoren haben die gleichen Nachteile, sind zusätzlich polaritätsempfindlich und benötigen eine Vorspannung.

Wir nehmen es als Selbstverständlichkeit an, daß Sie über gute Verfahren zur Herstellung von Leiterplatten verfügen, sowie über hochwertige stabilisierte Stromversorgungen. Wenn auch das Layout der Leiterplatten für einen kompakten Aufbau ausgelegt ist, so sollten doch die Eingänge und Ausgänge aller aktiven Filter sorgfältig voneinander getrennt sein. Die Leiterbahnen für Masse und Betriebsspannung sollten genügend breit ausgeführt und so angeordnet werden, daß kein Betriebsstrom oder Rauschen durch die Verbindungen fließt, die vom Eingang zur Masse führen.

Widerstände

Gewöhnliche Kohleschicht-Widerstände sind eine gute Wahl für zahlreiche einfache aktive Filter. Eine Toleranz von 5% ist im allgemeinen ausreichend und Sie können durch Parallel- oder Serien-Kombinationen nahezu jeden beliebigen Wert erhalten.

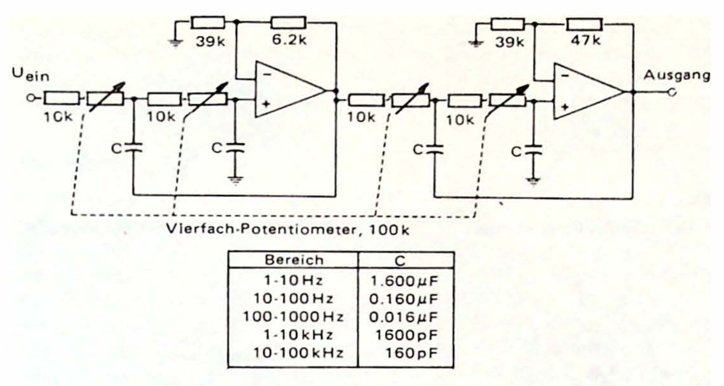
Metallfilm-Widerstände gibt es mit 1% Toleranz und sind nicht wesentlich teurer.

Ein anderer Weg bestünde darin, in Serie zum Widerstand ein kleines Trimmpotentiometer anzuordnen. Mehrere senkrecht stehende Potentiometer lassen sich auf einer Printplatte so anordnen, daß sie mit einer gemeinsamen Achse eingestellt werden könnten.

MANUELLE ABSTIMMUNG ÜBER EINEN GROSSEN BEREICH

Die Frequenz eines aktiven Filters kann gewöhnlich über einen Bereich von 10:1 durch Umschalten der Kondensatoren auf einen 10fachen Wert oder auf 1/10 ihres ursprünglichen Wertes abgestimmt werden. Wenn wir eine kontinuierliche Abstimmung wollen, können wir theoretisch Potentiometer verwenden. Normalerweise benötigen wir zwei Potentiometer je aktivem Abschnitt, das vier gekoppelte Potentiometer für ein Filter vierter Ordnung und sechs für ein Filter sechster Ordnung bedeutet. Das Problem besteht darin, daß preisgünstige Mehrfach-Potentiometer zwar nicht gut genug für präzise aktive Filter sind, aber für einfache Anforderungen gerade noch brauchbar sind.

Bild 9-1 zeigt ein Filter vierter Ordnung mit flachstem Amplitudengang, das wir über einen Bereich von 10:1 einstellen können. Filter mit flachstem Amplitudengang sind im allgemeinen die beste Wahl für eine Abstimmung über einen großen Bereich, da der Wert des frequenz-bestimmenden Widerstandes in allen Abschnitten gleich groß ist und dasselbe für den Kon-



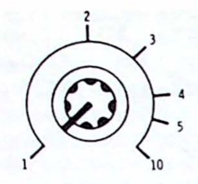
Bereich	C
1-10 Hz	1.600 μF
10-100 Hz	0.160 μF
100-1000 Hz	0.016 μF
1-10 kHz	1600 pF
10-100 kHz	160 pF

Bild 9-1. Ein 10:1 abstimmbares Filter 4. Ordnung.

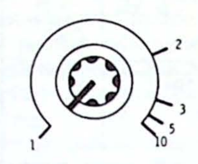
densatorwert gilt. Andere Filterkurven benötigen entweder einen unterschiedlichen Widerstand oder einen unterschiedlichen Kondensator je kaskadiertem Abschnitt.

Gewöhnliche Vierfach-Potentiometer, insbesondere zusammensteckbare Einheiten, haben einige Probleme. Das erste besteht darin, daß sich der Widerstandsverlauf vor dem linken und rechten Anschlag schlecht vorhersagen läßt, wobei die Widerstands-Änderung meist kleiner als der mechanische Drehwinkel ist. Das zweite Problem ist, daß wir wenigstens einen Gleichlauf von 5% zwischen den einzelnen Potentiometern haben wollen. Dies ist meist nicht gegeben, speziell bei angezapften oder logarithmischen Potentiometern. Beide Probleme lassen sich natürlich mit entsprechenden Präzisionspotentiometern lösen, die Kosten steigen aber dann rapid an.

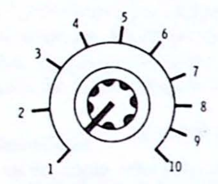
Ein drittes Problem besteht darin, daß wir etwas bezüglich der Linearität machen müssen. Da sich die Frequenz umgekehrt proportional zum Widerstand verhält, wird ein lineares Potentiometer an einem Ende der Skala eine sehr gedrängte Teilung aufweisen. Bild 9-2 zeigt, wie man diesem Problem begegnen kann. In Bild 9-2A benötigt ein lineares Potentiometer die Hälfte seines gesamten Drehwinkels, um von einer Ablesung "1" bis "2" zu gelangen. In Bild 9-2B sieht man, daß ein gewöhnliches logarithmisches Standard-Potentiometer für NF-Zwecke (10% logarithmischer Verlauf im Uhrzeigersinn) die Sache noch schlimmer macht. In Bild 9-2C linearisiert ein entgegengesetzter (negativer) Verlauf (10% logarithmisch im Gegen-Uhrzeigersinn) ziemlich gut. Schließlich verwenden wir in Bild 9-2D dasselbe logarithmische Standard-Potentiometer wie früher (Bild 9-2B). Nur bringen wir diesmal die *Skala* auf der Potentiometer-*Achse* an und den *Zeiger* auf der *Frontplatte*. Während die Zahlen in der üblichen Reihenfolge liegen, wird das Potentiometer in der entgegengesetzten Richtung gedreht, wodurch sich der Widerstandsverlauf für uns umkehrt. Diese letzte Möglichkeit ist der einfachste und billigste Weg, um eine einigermaßen lineare Skala zu bekommen.



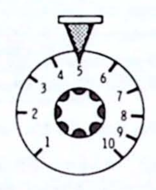
(A) Lineares Potentiometer.



(B) Logarithmisches Standard-Potentiometer.



(C) Negativ logarithmisches Potentiometer.



(D) Logarithmisches Standard-Potentiometer; Skala auf Potentiometer, Zeiger auf Frontplatte.

Bild 9-2. Verwendung logarithmischer Potentiometer und umgekehrter Skalen um eine lineare Teilung bei der Abstimmung zu erhalten.

Das Problem mit dem Potentiometer kann man auch etwas erleichtern, indem man den Abstimmbereich einschränkt, vielleicht auf 3:1 oder weniger, und dafür die Kondensatoren öfter umschaltet. Ein weiterer Weg wäre, eine digitale oder Spannungs-Steuerung zu verwenden, die wir uns in Kürze ansehen werden.

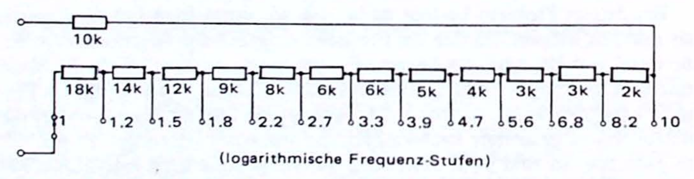


Bild 9-3. Geschaltete Widerstände ergeben stufenweise Grenzfrequenzen, höhere Genauigkeit und erlauben bessere Steuerung.

Ein dritter Weg wird in zahlreichen kommerziellen Geräten mit aktiven Filtern realisiert. Anstatt die Grenzfrequenz kontinuierlich einzustellen, verwendet man geschaltete Widerstände. Bild 9-3 zeigt eine Möglichkeit. Die Kosten sind nicht viel höher als bei Verwendung von Spezial-Potentiometern und der Verlauf ist gewöhnlich gleichmäßiger und genauer festzulegen. Es müssen nur genügend Schaltstellungen vorgesehen werden, um ein Äquivalent für die kontinuierliche Abstimmung zu liefern. Gewöhnlich werden die Frequenzen anstatt in einer linearen, in einer logarithmischen

Skala angeordnet. Normale 5%-Widerstände sind meist ausreichend. Ein weiterer Vorteil besteht darin, daß man verschiedene Werte für jeden Abschnitt verwenden kann, um andere Kurvenformen zu bilden und man trotzdem identische Kondensatoren nehmen kann.

Umschaltung

Wir möchten vielleicht Schalter zum Übergang vom Hochpaß zum Tiefpaß und umgekehrt verwenden. Bei Universal-Filtern kann dies leicht mit einem einpoligen Wahlschalter je Abschnitt zweiter Ordnung oder einem zweipoligen Wahlschalter für Filter vierter Ordnung geschehen. Ein Sallen-Key-Filter vierter Ordnung benötigt 8-polige Umschaltung, verwendet aber nur 2 Operationsverstärker statt 6. Ein verhältnismäßig einfacher Weg, um eine 8-polige Umschaltung zu erzielen, besteht in der Verwendung von 4-poligen Mehrfach-Drucktasten. Bei gegenseitiger Auslösung der Tasten ergibt sich eine 8-polige Umschaltung und die übrigen Tasten können für Ein-Aus-Schalten und sonstiges verwendet werden.

SPANNUNGS- UND DIGITALE STEUERUNG

Häufig werden wir die Frequenz oder das Q eines aktiven Filters elektronisch ändern wollen, entweder mittels einer Steuerspannung oder durch einen Digital-Computer. Dies ist besonders bei elektronischer Musik wichtig, bei der zahlreiche Frequenzbereiche 100:1 oder mehr, möglichst ohne mechanische Schalter, umgeschaltet werden. Wie geht man hier vor?

Glücklicherweise kann bei nahezu allen Schaltungen dieses Buches eine Frequenzänderung weitgehend ohne Beeinflussung von Q oder Dämpfung durchgeführt werden. Dies ist bereits ein wichtiger Schritt in der richtigen Richtung. Wenn die Frequenz Ihres Filters nicht unabhängig gesteuert werden kann, gibt es kaum einen Weg für eine Spannungs- oder digitale Steuerung.

Wir können zwei Dinge von einem Spannungs- oder Digital-Steuersystem erwarten. Erstens muß es ebensoviele spannungs-gesteuerte zu variierende "Dinge" geben, wie es Potentiometer in der ursprünglichen manuellen Schaltung gibt. Dies sind gewöhnlich zwei Widerstände für die Frequenz-Steuerung je Abschnitt zweiter Ordnung. Wir müssen ferner die zu variierenden "Dinge" dazu zwingen, daß sie identische Werte besitzen und innerhalb einer bestimmten Toleranz liegen, so wie wir es bei den "manuellen" Widerständen verlangt haben.

Zweitens können wir erwarten, daß die inverse Frequenzrelation erhalten bleibt, d.h., wenn wir den äquivalenten Widerstand dieses "Dinges", das wir für die Abstimmung verwenden, erhöhen, muß die Frequenz abnehmen.

Wir können uns unseren frequenz-bestimmenden Widerstand als ein "Netzwerk" vorstellen, das einen bestimmten Strom für eine bestimmte

Eingangsspannung abgibt. Diese Beziehung zwischen Spannung und Strom muß von Baustein zu Baustein genau steuerbar sein, um brauchbare Abstimmwerte zu garantieren. Noch wichtiger ist, daß beim Ersetzen des Widerstandes durch irgendetwas anderes, dieses gleich gut auf positive und negative Signale reagieren muß. Wir sagen, es muß *bilateral* sein. Zusätzlich sollte das "Ding", das den Widerstand ersetzt, leicht anzusteuern sein und es ist nicht wünschenswert, daß irgendetwas vom Steuersignal oder irgendein Offset am Ausgang erscheint.

Elektronische Abstimmung ist wirklich ziemlich einfach. Wir müssen hierzu nur ein "Ding" finden, das als elektronisch einstellbarer Widerstand arbeitet. Wir können den äquivalenten Ausgangsstrom von einem minimal möglichen Wert (minimale Frequenz) bis zu einem maximal möglichen Wert (maximale Frequenz) einstellen, übereinstimmend mit dem, was der Operationsverstärker handhaben und was er treiben kann – 1000:1 sollte theoretisch möglich sein, vielleicht sogar mehr bei neueren Operationsverstärkern mit extrem niedrigen Eingangsströmen.

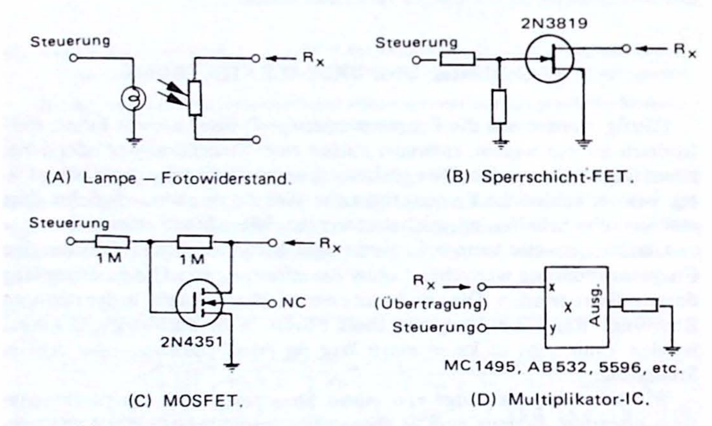


Bild 9-4. Einige ältere Lösungen für spannungs-gesteuerte Widerstände.

Was wird nun dieses "Ding" sein? Bild 9-4 zeigt einige ältere Lösungen für einen elektrisch gesteuerten Widerstand. In Bild 9-4A verwenden wir eine Lampe und einen Fotowiderstand. Diese Anordnung ist jedoch außerordentlich unlinear, durch Ersetzen der Lampe durch eine licht-emittierende Diode kann die Linearität etwas verbessert werden. In Bild 9-4B verwenden wir einen Sperrschicht-Feldeffekttransistor mit einer Vorspannung von Null und sehr niedrigem Signal. Dies ergibt einen elektrisch variablen Widerstand, der aber für große Signale nicht bilateral ist und den dynamischen Bereich beschränkt, sowie Verzerrungen verursacht.

Bild 9-4C verwendet einen diskreten MOS-Transistor mit einem floatenden Substrat und Gegenkopplung, um den Verlauf zu linearisieren. Dies er-

gibt einen elektrisch variablen, bilateralen Widerstand, der mehrere Volt Signal mit Leichtigkeit handhaben kann. Wir haben jedoch immer noch Exemplar-Streuungen, und Transistoren wie der 2N4351 kosten einige Mark. Zur Not läßt sich auch ein Inverter aus einem gewöhnlichen CMOS 4049 verwenden. Er ist jedoch nur bei niedrigen Pegeln brauchbar, und besitzt entsprechende Einschränkungen bezüglich Verzerrung und dynamischen Bereich.

Bild 9-4D verwendet eine "Holzhammer"-Methode. Jeder Widerstand wird durch eine integrierte Schaltung ersetzt, genannt ein Vierquadranten-Multiplikator. Der Multiplikator treibt dann wieder den niedrigsten Wert des frequenz-bestimmenden Widerstandes und skaliert die Amplitude, um den Ausgangsstrom des Widerstandes für niedrigere Eingangswerte zu verringern. Sehr schön hierbei ist, daß niedrige Eingangs-Steuerspannungen niedrige Ausgangsströme und eine niedrige Ausgangsfrequenz erzeugen, dagegen hohe Eingangs-Steuerspannungen hohe Ausgangsströme und damit eine hohe Ausgangs-Frequenz. Wir erhalten daher einen linearen Zusammenhang der Grenzfrequenz mit der Eingangsspannung. Es gibt zwei Einschränkungen für die Schaltung. Erstens müssen Sie dafür sorgen, daß die Steuerspannung niemals unter Null geht, sonst würde sich die Ausgangs-Phase umkehren und das Filter blockieren. Zweitens sind diese Bausteine nicht sehr billig, besonders wenn Sie vier oder sechs hiervon benötigen.

Bild 9-5 zeigt, wie wir elektronische Multiplikatoren für eine spannungsgesteuerte Abstimmung eines Universal-Filters einsetzen können. Einige geeignete Bausteine sind z.B. der Motorola MC1495, der Signetics 5596 und

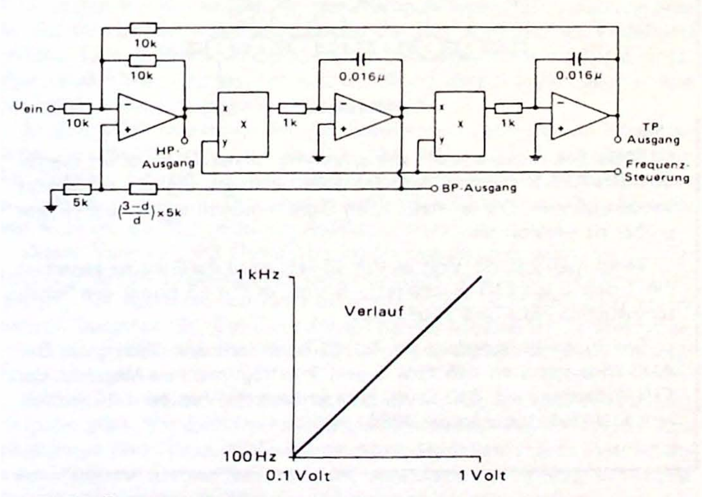
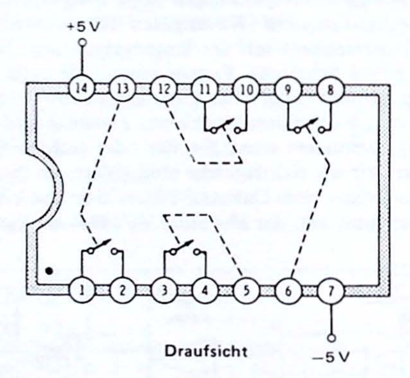


Bild 9-5. Spannungs-gesteuertes Filter unter Verwendung integrierter Vierquadranten-Multiplikatoren.

der Analog Devices AD532. Die Anschlüsse und die erforderlichen externen Bauteile für Einstellung und Vorspannung sind für die genannten Bausteine verschieden, so daß Sie bei ihrer Verwendung die entsprechenden Datenblätter und Applikationsberichte heranziehen sollten.

Die Abschnitte können ziemlich genau einander angepaßt werden, und durch leichtes Ändern des Ausgangs-Widerstandes können wir verschiedene Widerstandswerte für kaskadierte Abschnitte mit besonderen Kurvenformen aufeinander abstimmen.

VIER DIGITALE ODER ANALOGE BILATERALE CMOS-SCHALTER **4016**



Diese Schaltung enthält vier getrennte bilaterale Schalter, die für die EIN-AUS-Steuerung digitaler oder analoger Signale verwendet werden können. Die zu steuernden Signale müssen kleiner als +5 und größer als –5 Volt sein.

Wenn man z.B. +5 Volt an Pin 13 legt, wird der Schalter zwischen Pin 1 und 2 auf EIN geschaltet. –5 Volt an Pin 13 bringt den Schalter zwischen Pin 1 und 2 auf AUS.

Die Eingangs-Impedanz an Pin 13 ist nahezu unendlich groß. Der AUS-Widerstand an den Pins 1 und 2 beträgt mehrere Megohm, der EIN-Widerstand ca. 300 Ohm. Eine verbesserte Version mit niedrigerem EIN-Widerstand ist der 4066.

Bild 9-6. Ein vierfacher bilateraler Schalter.

ZWEI NEUE VERFAHREN

Sehen wir uns zwei relativ neue integrierte Schaltungen an, die beide mehrere interessante und preisgünstige Wege für eine annehmbare Genauigkeit bei digitaler oder Spannungs-Steuerung ergeben. Die erste hiervon ist der vierfache bilaterale CMOS-Schalter 4016 (oder 4066), erhältlich bei den meisten CMOS-Herstellern (Fairchild, Motorola, National Semiconductor, RCA, SGS, Solitron, SSS, Toshiba und Valvo). Die zweite ist der RCA CA3080, ein preisgünstiger Verstärker mit variabler Verstärkung, ideal geeignet für die Verwendung in aktiven Filtern.

Ein Analog-Schalter

Der 4016 ist in Bild 9-6 zu sehen. Er stellt einfach einen guten bilateralen Analog-Schalter dar, der für EIN-AUS-Anwendungen geeignet ist. Wenn man an den IC eine Betriebsspannung von +5 und –5 Volt legt, kann das analoge Eingangssignal irgendwo zwischen diesen Werten bis zu 10 Volt Spitze-Spitze liegen. Der Steuereingang stellt im wesentlichen eine offene Schaltung dar, die keinen Treiberstrom benötigt. Ein Signal von +5 Volt schaltet den Schalter EIN und –5 Volt AUS. In jedem Gehäuse sind vier vollständig voneinander unabhängige Schalter enthalten. Beachten Sie, daß wir diesen Baustein nur für eine AUS-EIN-Steuerung verwenden. Der EIN-Widerstand liegt bei etwa 300 Ω für den 4016 und bei 80 Ω für eine verbesserte Version, den 4066.

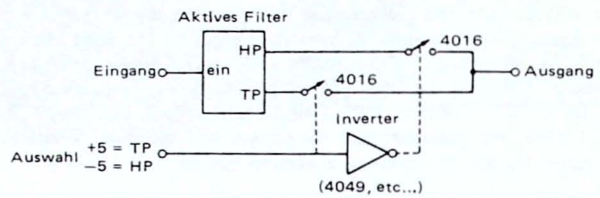
Bild 9-7 zeigt drei Möglichkeiten zur Verwendung des 4016. In Bild 9-7A setzen wir ihn einfach für eine Hochpaß/Tiefpaß-Umschaltung oder für das Zuschalten von Bauelementen ein. Der Vorteil dieses Verfahrens besteht darin, daß wir Gleichspannungs-Steuersignale verwenden können, ohne tatsächliche Signale des aktiven Filters über Schalter oder andere Frontplatten-Bedienelemente leiten zu müssen.

In Bild 9-7B verwenden wir vier Schalter zur Auswahl von Kombinationen von Widerständen, die als 10 k, 20 k, 40 k und 80 k gewichtet sind. Wir können dadurch 16 verschiedene Frequenzwerte erzielen. Das Eingangssignal ist ein 4-Bit-Digitalwort. Natürlich können wir weitere Schalter und Widerstände für eine feinere Auflösung einsetzen.

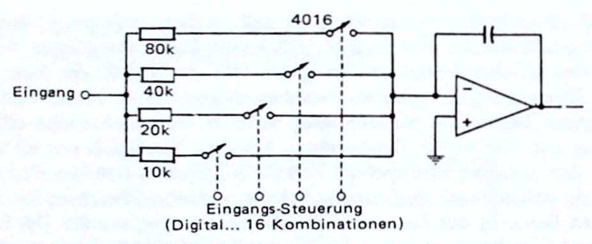
Dieser Vorgang wird *Digital/Analog-Umwandlung* genannt und ermöglicht eine direkte Steuerung der Grenzfrequenz des Filters mit einem Digitalwort, das entweder von einer einfachen Logik oder einem Computer kommt. Beachten Sie, daß diese Schaltung voll bilateral ist. Zahlreiche gebräuchlichen D/A-Wandler sind unilateral und würden in dieser Anwendung nicht arbeiten.

Bild 9-7C zeigt ein interessantes Verfahren, das bei niederfrequenten Tiefpaß- oder Bandpaß-Universalfiltern anwendbar ist. Es ändert den scheinbaren Wert fester Widerstände durch Modulieren ihres Tastverhältnisses. Nehmen Sie an, daß wir einen Analogschalter in Serie mit einem frequenz-bestimmenden Widerstand legen und ihn sehr rasch ein- und ausschalten. Die integrierenden Kondensatoren des Filters werden die schnel-

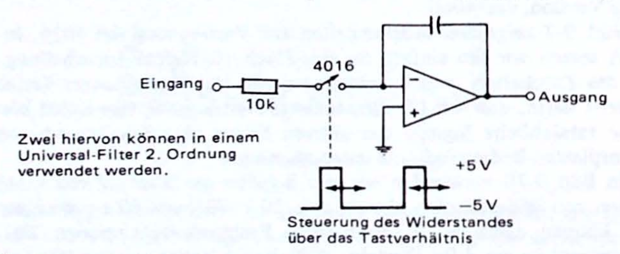
len Schwankungen durch das Ein- und Ausschalten des Eingangsstromes auf einen bestimmten Mittelwert bringen.



(A) Auswahl der Ausgänge mit Steuerspannungen +5V und −5V.



(B) Auswahl von Widerständen mit digitalen Kommandos (D/A-Wandlung).



(C) Tastverhältnis-Modulation ergibt variable Widerstände. Schaltgeschwindigkeit muß wesentlich höher als die Signalfrequenzen sein.

Bild 9-7. Verwendung des Schalters 4016.

Wenn wir nun das Tastverhältnis oder den Prozentsatz der Zeit, in dem sich der Widerstand in der Schaltung befindet steuern, so können wir die Grenzfrequenz des Filters verändern. Ein 10 kΩ-Widerstand bei einem Tastverhältnis von 50% wirkt wie ein 20 kΩ-Widerstand. Bei einem Tastverhältnis von 10% wirkt er wie ein 100 kΩ-Widerstand, usw, vorausgesetzt, daß das Aus-Ein-Schalten mit einer wesentlich höheren Frequenz als die der Signale und der Zeitkonstanten des Filters erfolgt.

Impulsgeneratoren mit variablem Tastverhältnis sind leicht aufzubauen, insbesondere wenn Sie hierzu einen Zeitgeber 555, einen Funktionsgenera-

tor 8038, einen astabilen Multivibrator XR2240 oder eine der zahlreichen astabilen Schaltungen mit einem CMOS-Gatter verwenden. Das Schöne dieses Verfahrens besteht darin, daß wir einen sehr genauen Gleichlauf für vier, sechs, acht oder beliebig viele Widerstände erhalten können, und der Preis jedes zusätzlichen Widerstandes nur ein Viertel eines 4016, d.h. etwa 0.20 DM, beträgt. Die Grenzen dieses Verfahrens liegen darin, daß die Schaltfrequenz wesentlich höher als die Mitten- oder Grenzfrequenz liegen muß, und daß Rauschen, Verzerrung und andere Effekte sorgfältig beachtet werden müssen.

EIN ZWEIQUADRANTEN-MULTIPLIKATOR

Der RCA3080 ist ein sogenannter Transconductance-Verstärker, der so angeordnet werden kann, daß ein gewöhnlicher Ausgangs-Widerstand wie ein elektronisch variabler wirkt. Der Baustein ist in Bild 9-8 dargestellt. Er sieht ähnlich wie ein Operationsverstärker aus, weist jedoch einige wesentliche Unterschiede auf. Das wichtigste hierbei ist, daß wir ihn als einen Verstärker mit einstellbarer Verstärkung für einen linearen Zusammenhang zwischen Spannung und Frequenz verwenden können. Die Kosten dieses Bausteines liegen derzeit bei etwa DM 2.-. Bild 9-9 zeigt seine Anwendung in einem Universal-Filter.

Es handelt sich um einen Transconductance-Verstärker. Er besitzt eine sehr *hohe* Ausgangs-Impedanz, bedingt durch eine bilaterale Stromquelle. Der Ausgangs-Lastwiderstand bestimmt die Spannungs-Verstärkung zwischen Eingang und Ausgang. Zusätzlich kann man über einen besonderen Eingang die Verstärkung vom maximal möglichen Wert, der durch den Lastwiderstand bestimmt wird, bis herab auf Null einstellen. Wenn diesem Anschluß mehr Strom zugeführt wird, steigt die Verstärkung der Schaltung proportional an.

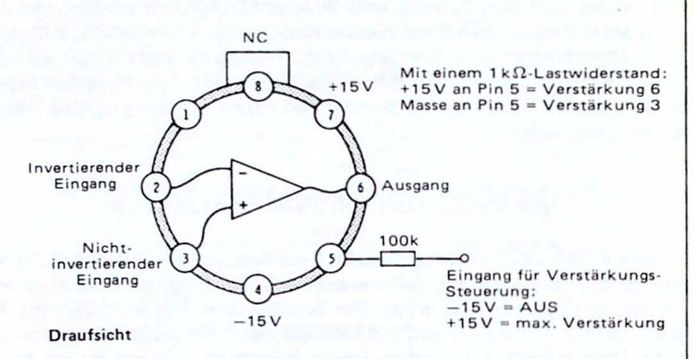
Bei der Verwendung dieses Bausteines gibt es drei wichtige Überlegungen. Erstens muß das Eingangssignal auf 100 Millivolt oder weniger begrenzt werden, da der Eingang der Schaltung ein aus npn-Transistoren bestehender Differentialverstärker ist, der ohne Gegenkopplung arbeitet. Höhere Eingangssignale werden andernfalls begrenzt oder geklammert. Man schwächt daher die Signale für das aktive Filter am Eingang ab und vergrößert sie dann anschließend wieder mit Hilfe der internen Verstärkung. Der Betrag der Verstärkung bestimmt die Grenzfrequenz des Filters.

Erinnern Sie sich zweitens daran, daß das Ausgangssignal ein Strom und nicht eine Spannung ist, so daß der Ausgangs-Widerstand einen linearen Zusammenhang mit der Spannungs-Verstärkung besitzt.

Drittens ist das Eingangssignal zur Verstärkungs-Steuerung der Basisstrom eines Transistors, dessen Emitter an der negativen Betriebsspannung liegt. Der Eingangsstrom bestimmt die Verstärkung. *Dieser Eingangsstrom muß durch einen Serienwiderstand, gewöhnlich 100 kΩ oder mehr, be-*



TRANSCONDUCTANCE-VERSTÄRKER 3080



Dieser Baustein kann als Verstärker mit variabler Verstärkung oder als Zweiquadranten-Multiplikator verwendet werden. Die Differenz der Eingangsspannung an den Anschlüssen 2 und 3 wird verstärkt und als Ausgangs-*Strom* abgegeben. Die Stromverstärkung wird durch den Strom in den Pin 5 bestimmt, wobei zwischen beiden ein linearer Zusammenhang besteht. Die Spannungsverstärkung des Bausteins hängt von der Stromverstärkung und dem Ausgangs-Lastwiderstand ab.

Beachten Sie die folgenden Einschränkungen bei diesem Baustein:

1. Die Eingangsspannung muß auf 100mV oder weniger begrenzt werden.
2. Das Ausgangssignal ist ein *Strom*. Der Lastwiderstand bestimmt daher die Gesamt-Spannungsverstärkung.
3. Es MUSS eine Strombegrenzung mittels eines Serienwiderstandes (mindestens 100kΩ an Pin 5 vorgesehen werden, da der Baustein andernfalls zerstört wird.

Bild 9-8. Ein Verstärker mit variabler Verstärkung, der einen nahezu idealen Multiplikator für das Arbeiten mit aktiven Filtern darstellt.

grenzt werden. Wenn Sie an diesen Pin ohne Schutzwiderstand eine Spannung anlegen oder ihn mit Masse verbinden, wird der Baustein zerstört.

Der Transconductance-Verstärker bietet einen sehr einfachen und preisgünstigen Weg für eine lineare Steuerung der Frequenz eines aktiven Filters über einen sehr großen Bereich. Diese Technik eignet sich unmittelbar für das Universal-Filter und andere, bei denen ein Ende des Widerstandes entweder nach Masse oder auf eine virtuelle Masse am Eingang eines Operationsverstärkers führt. Mit etwas zusätzlichem Schaltungsaufwand kann sie sogar für "floatende" Widerstände eingesetzt werden.

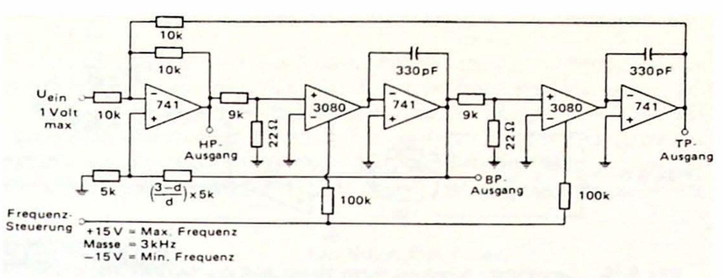


Bild 9-9. Elektrisch variables Filter unter Verwendung von CA3080.

Logarithmische Arbeitsweise

Der CA3080 und der Vierquadranten-Multiplikator liefern eine Abstimmung mit einem linearen Zusammenhang zwischen Steuerspannung und Frequenz. Manchmal, insbesondere für elektronische Musik, wünscht man eher einen logarithmischen (exponentiellen) Zusammenhang, so daß für eine Verschiebung um eine Oktave (Frequenz 2:1) immer der gleiche Betrag der Steuerspannung erforderlich ist, unabhängig davon, ob die Verschiebung von 16 Hz auf 32 Hz oder von 2 kHz auf 4 kHz erfolgt.

Wir können einen logarithmischen Konverter für die D/A-Wandlersysteme aufbauen, indem wir einen *Festwertspeicher* (ROM) zwischen die Logik und den Schaltern einfügen, der das Steuerwort entsprechend umsetzt. Für die Analog-Schaltungen geschieht die Umwandlung linear in logarithmisch gewöhnlich auf die Weise, daß man die Basis-Emitter-Strekke eines Transistors in die Gegenkopplungsschleife eines Operationsverstärkers legt.

Beachten Sie, daß alle gezeigten Verfahren der Spannungs- und Digital-Steuerung zur Abstimmung der Frequenz des Filters dienten. Dieselben Schaltungen können natürlich auch zur Einstellung von Q oder der Dämpfung verwendet werden. Meistens wird nur ein einziger Baustein je Abschnitt zweiter Ordnung für die Einstellung des Q benötigt, während zwei für die Abstimmung der Frequenz erforderlich sind. Erinnern Sie sich daran, daß Sie in zusammengesetzten Filtern höherer Ordnung *alle* Filterabschnitte *gleich* dimensionieren müssen. Daher benötigen die meisten Filter sechster Ordnung sechs elektronisch variable Widerstände für die Frequenz-Abstimmung und drei für Q oder Dämpfung.

KERBFILTER

Wir können die Ausgänge eines Hochpasses, Bandpasses und Tiefpasses sehr leicht summieren, um damit komplizierte Ergebnisse zu erhalten. Besonders einfach ist dies beim Universal-Filter, bei dem alle drei Ausgänge

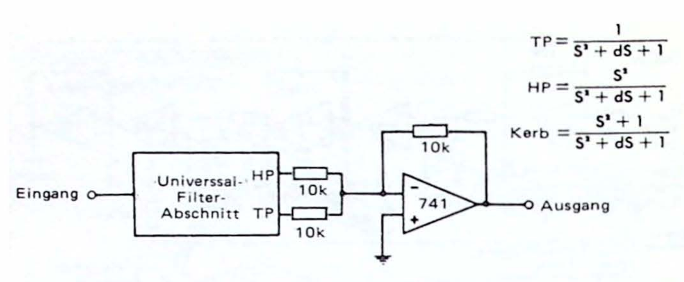


Bild 9-10. Kerb-Filter, aufgebaut durch Summieren des Tiefpaß- und Hochpaß-Ausganges eines Universal-Filters.

gleichzeitig zur Verfügung stehen. Zwei der nützlichsten Kurvenformen sind das Kerb- oder Bandsperr-Filter (notch filter) und das *elliptische* oder *Cauer*-Filter. Kerb- oder Bandsperr-Filter werden immer dann verwendet, wenn wir eine bestimmte Frequenz oder ein Frequenzband unterdrücken wollen. Elliptische Filter sind ähnlich den in diesem Buch früher behandelten Hochpaß- und Tiefpaß-Filtern, mit Ausnahme, daß sie den steilsten möglichen Abfall in Abhängigkeit von der Frequenz und eine Nullstelle knapp außerhalb des Durchlaß-Bereiches besitzen.

Bild 9-10 zeigt die grundlegende Anordnung für ein Kerbfilter. Wir fassen einfach den Hochpaß- und Tiefpaß-Ausgang eines Universal-Filters zusammen und erhalten so eine "Kerbe" bei der Resonanzfrequenz.

Der Amplitudengang eines Kerbfilters mit Q = 5 ist in Bild 9-11 dargestellt. Die Kurvenformen des Kerbfilters und Bandpasses sind miteinander verwandt. Die Resonanzfrequenz der Bandpaß-Kurve ist gleich der Frequenz der "Kerbe" des Kerbfilters. Für mittlere Q-Werte ist die Bandbreite beider Kurven dieselbe. Dies bedeutet, daß die Frequenz, bei der die Bandpaß-Kurve 3 dB unter ihrem Spitzenwert bei Resonanz sein wird, gleich der Frequenz ist, bei der die Kerbfilter-Kurve ebenfalls 3 dB niedriger ist. Daher ist die Bandbreite der Bandpaß-Kurve gleich der Kurvenbreite des

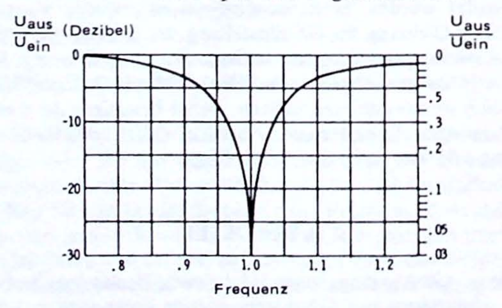


Bild 9-11. Kurvenverlauf eines Kerb-Filters mit Q = 5.

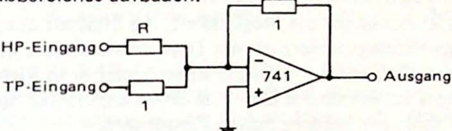
Kerbfilters, beide definiert auf ihre Frequenzen mit 3 dB unter dem Spitzenwert der Amplitude.

Wie bei gewöhnlichen Bandpaß-Kurven ist auch die Kerbfilter-Kurve symmetrisch, wenn man eine logarithmische Frequenzskala verwendet.

Wenn wir nicht wollen, daß die Kerbe auf Null geht, sondern nur auf irgendeinen kleinen Wert, brauchen wir nur einen Teil des Eingangssignals mit den Ausgangssignalen des Hoch- und Tiefpasses des Filters summieren. Wir können jeden beliebigen Verlauf zweiter Ordnung erhalten, indem wir

MATHEMATIK **Ein Nullstellen-Filter.**

Durch Ändern eines Widerstandswertes in Bild 9-10 können wir eine Summier-Schaltung mit einer Kerbe oder Nullstelle knapp außerhalb des Durchlaßbereiches aufbauen.



Wir verwenden angenommen eine Tiefpaß-Kurve und R > 1

$$U_{aus} = -\left[\frac{(U_{ein})}{R}HP + \frac{(U_{ein})}{1}TP\right]$$

Wenn unser HP-Signal $\frac{S^2}{S^2 + dS + 1}$ und unser TP-Signal $\frac{1}{S^2 + dS + 1}$ ist,

wird die Summe $\left[\frac{S^2/R + 1}{S^2 + dS + 1}\right]$ sein, oder mit $S = j\omega$, $\left[\frac{1 - \omega^2/R}{(1 - \omega^2) + jd\omega}\right]$

dessen Amplitude ist

$$|U_{aus}| = \frac{1 - \omega^2/R}{\sqrt{\omega^4 + (d^2 - 2)\omega^2 + 1}}$$

Eine Nullstelle tritt bei $1 - \omega^2/R = 0$ oder bei $\omega = \sqrt{R}$ auf. Bei sehr hohen Frequenzen $\omega^4 \gg \omega^2 \gg 1$ ist die Kurve daher angenähert:

$$\frac{\frac{\omega^2}{R}}{\sqrt{\omega^4}} = \frac{1}{R}$$

Wenn R = 1, wird die Schaltung zu einem Kerbfilter von Bild 9-10.

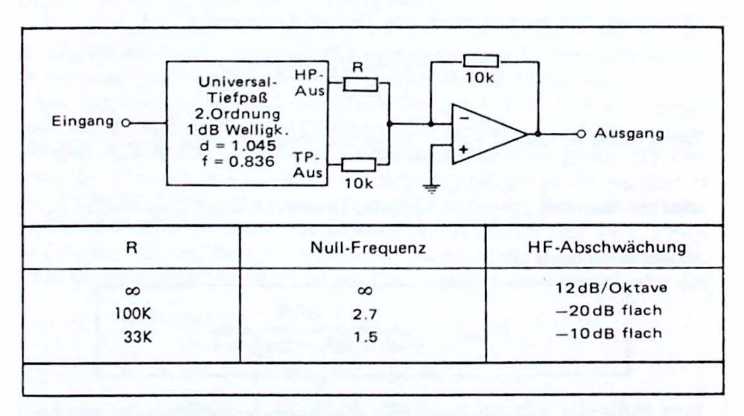
Bild 9-12.

einfach Eingangs- und Ausgangssignale eines Universal-Filters entsprechend summieren.

CAUER- ODER ELLIPTISCHE FILTER

Bild 9-12 zeigt, wie wir die Verstärkung eines Hochpaß-Ausganges ändern können, um eine Schaltung zu bekommen, die einem Kerbfilter ähnelt und damit eine *Nullstelle* außerhalb des Durchlaß-Bereiches des Filters erzeugt. Wir können die Frequenz der Nullstelle in Bezug auf die Grenzfrequenz des Filters durch Ändern des Verstärkungs-Verhältnisses Hochpaß zu Tiefpaß variieren. Im allgemeinen gilt, je näher die Verstärkung bei 1, desto steiler ist der Abfall und desto näher liegt die Nullstelle bei der Grenzfrequenz des Filters, und um so gleichförmiger sind die Werte der Verstärkung bei sehr hohen und sehr niedrigen Frequenzen.

Dieses Verfahren bietet die Möglichkeit, die Steilheit des Abfalles einer Filterkurve unmittelbar außerhalb des Durchlaß-Bereiches zu erhöhen, da ein Abfall wesentlich rascher erfolgen kann, wenn er in Richtung auf eine Nullstelle knapp außerhalb des Durchlaß-Bereiches erfolgt, anstatt in Richtung auf eine Nullstelle bei sehr hohen Frequenzen.



R	Null-Frequenz	HF-Abschwächung
∞	∞	12 dB/Oktave
100K	2.7	–20 dB flach
33K	1.5	–10 dB flach

Bild 9-13. Elliptisches Tiefpaß-Filter 2. Ordnung.

Wenn wir ein Filter mit einem möglichst steilen Abfall in Abhängigkeit von der Frequenz zu entwerfen haben, können wir dieses Nullstellen-Verfahren zum Aufbau einer besonderen Art von Filtern, genannt *Cauer-* oder *elliptische* Filter verwenden. Diese Filter besitzen einen wesentlich steileren Abfall außerhalb des Durchlaß-Bereiches als die früher in diesem Buch beschriebenen Filter.

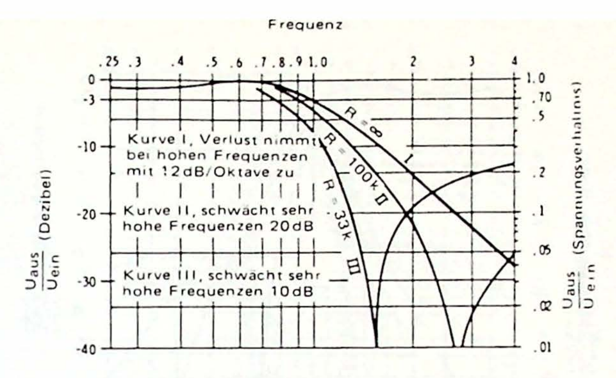
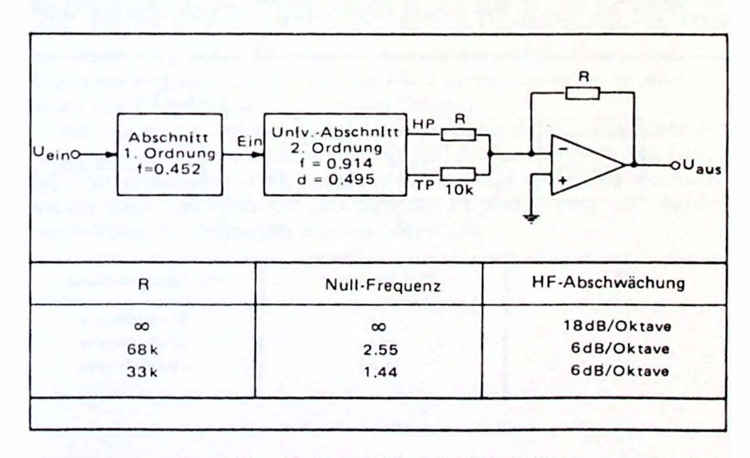


Bild 9-14. Kurvenverlauf der Schaltung von Bild 9-13 (2. Ordnung).

Natürlich gibt es auch hier einen Haken. Dieser steile Abfall bewirkt nämlich, daß die Filterkurve nach der Nullstelle im Sperrbereich wieder ansteigt und dann auf einem bestimmten niedrigen Wert verbleibt oder mit steigender Frequenz wieder allmählich abfällt. Man erhält daher für Frequenzen in der *Nähe* der Grenzfrequenz eine *starke* Abschwächung, jedoch für Frequenzen im weiteren Sperr-Bereich *weniger* Abschwächung als bei den früheren Filtern.

Einige typische Beispiele sind in den Bildern 9-13 bis 9-18 dargestellt. Die Kurve zweiter Ordnung der Bilder 9-13 und 9-14 fällt sehr rasch mit steigender Frequenz, steigt danach aber wie gezeigt wieder an. Die Kurven



R	Null-Frequenz	HF-Abschwächung
∞	∞	18dB/Oktave
68k	2.55	6dB/Oktave
33k	1.44	6dB/Oktave

Bild 9-15. Elliptisches Tiefpaß-Filter 3. Ordnung.



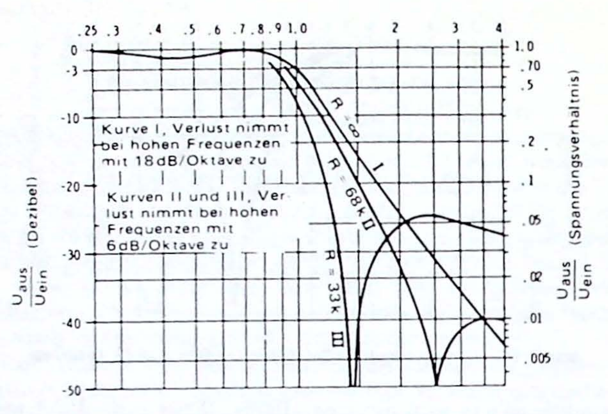
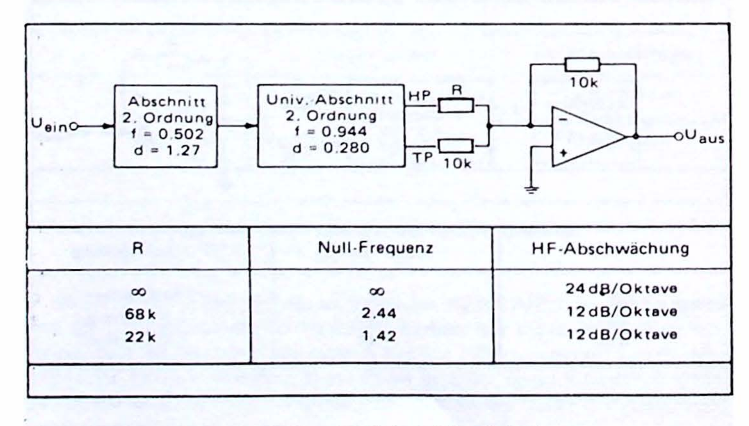


Bild 9-16. Kurvenverlauf der Schaltung von Bild 9-15 (3. Ordnung).

dritter Ordnung verhalten sich ähnlich, fallen jedoch mit der Frequenz oberhalb des Spitzenwertes des neuerlichen Anstieges im Sperr-Bereich mit einer Rate von 6 dB pro Oktave ab. Ähnliches gilt für Kurven vierter Ordnung, nur daß ihr endgültiger Abfall mit 12 dB pro Oktave erfolgt.

Sie können Filter wie diese entwickeln, indem Sie einfach mit einem konventionellen Universal-Filter beginnen, vielleicht einer Version mit 1 dB Welligkeit, und dann die einzelne Nullstelle von Bild 9-12 hinzufügen. Variieren des Widerstandes am Hochpaß-Ausgang bestimmt die Kerbfrequenz und den Betrag des neuerlichen Anstieges im Sperr-Bereich. Wäh-



R	Null-Frequenz	HF-Abschwächung
∞	∞	24 dB/Oktave
68 k	2.44	12 dB/Oktave
22 k	1.42	12 dB/Oktave

Bild 9-17. Elliptisches Tiefpaß-Filter 4. Ordnung.

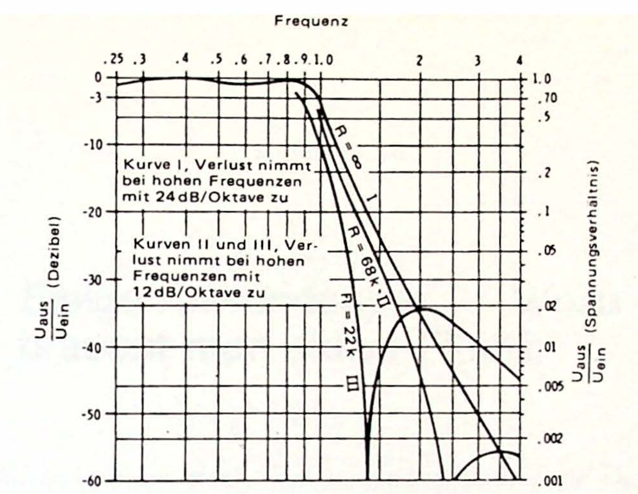


Bild 9-18. Kurvenverlauf der Schaltung von Bild 9-17 (4. Ordnung).

rend die zugehörige Mathematik ziemlich kompliziert ist, so ist es dagegen sehr einfach, diesen einen Widerstand zu ändern und zu beobachten, was mit der Schaltung geschieht.

Die Einschwing- und Verzögerungs-Eigenschaften dieser Filter sind etwa die gleichen wie bei den Filtern, mit denen wir begonnen haben. In Wirklichkeit sollte für einen idealen Verlauf im Durchlaß-Bereich die Dämpfung eines Abschnittes verringert und seine Frequenz erhöht werden, wodurch ein ideales elliptisches Filter ein etwas schlechteres Einschwing- und Verzögerungs-Verhalten als die früheren Filter dieses Buches haben wird, bei denen alle Nullstellen im "Unendlichen" liegen.

Wir können äquivalente Hochpaß-Filter einfach durch Austauschen der Eingänge zum Nullstellen-Summierer bilden. Jedoch ist der einzige Filtertyp, der praktisch von Hochpaß auf Tiefpaß und umgekehrt *geschaltet* werden kann, das Filter mit dem flachsten Amplitudengang, oder *Butterworth*-Filter, für Ordnungen von drei oder höher.



KAPITEL 10

Einige Anwendungen — Wozu braucht man aktive Filter?

Bisher haben wir gezeigt, wie man die Spezifikationen für ein bestimmtes Filter aufstellt und wie man daraus eine wirklich funktionierende Schaltung macht. Aber wozu braucht man überhaupt aktive Filter? Wo kann man sie verwenden?

Dieses Kapitel behandelt die Anwendungen. Es zeigt Ihnen, was man mit aktiven Filtertechniken anfangen kann. Wir werden uns hauptsächlich auf Anwendungen konzentrieren, die einfach sind und neue Lösungen alter Probleme liefern. Dabei werden wir versuchen, anstatt zu sehr ins Detail zu gehen, möglichst viele Anwendungsbereiche zu erfassen. Sie sollten nunmehr in der Lage sein, die Details selbst unter Verwendung der früheren Kapitel und der Literatur-Hinweise in Anhang A dieses Buches zu erarbeiten.

GEHIRNWELLEN-FORSCHUNG

Das menschliche Gehirn erzeugt ununterbrochen niederfrequente elektrische Signale mit kleiner Amplitude. Mit geeigneten Kopf-Elektroden können diese Signale aufgenommen, mit aktiven Bandpaß-Filtern getrennt und dann überwacht, angezeigt oder gemessen werden. Bild 10-1 zeigt ein mögliches System.

Derartige Systeme werden zum Studium der Epilepsie, bei Schädelverletzungen, Schizophrenie und ähnlichen Problemen eingesetzt. Hirnwellen-Forschung ist besonders populär bei der Untersuchung verschiedener Bewußtseins-Zustände geworden, wobei durch visuelle, akustische oder durch direkten Kontakt bewirkte Rückkopplung der Gehirn-Aktivität zur Steuerung von Emotionen und kreativen Denkvorgängen geführt hat, sowie zur Erzielung transcendentaler, meditativer Zustände, wie sie auch durch

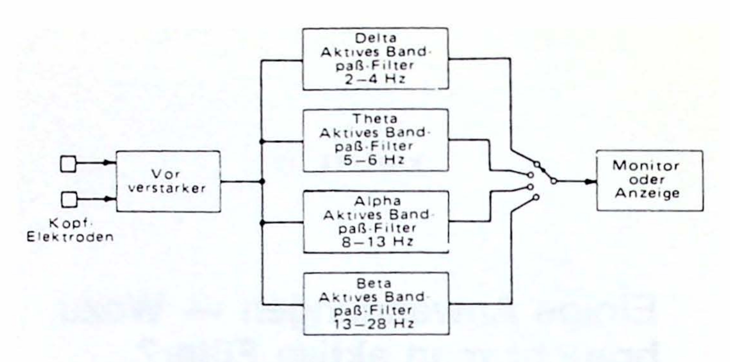


Bild 10-1. Gehirnwellen-Monitor (Biofeedback) unter Verwendung aktiver Filter.

Yoga, bewußtseinsverändernde Drogen oder sogar intensiven religiösen Trainings bewirkt werden. Es wurde auch gezeigt, daß positive Rückkopplung der Gehirn-Aktivität nützlich ist, um eine teilweise Steuerung normaler automatischer Körperfunktionen zu erlangen. Erleichterung oder Beseitigung von Migräne und Kopfschmerzen ist eine der gezeigten Möglichkeiten.

Es wurden vier charakteristische Frequenzbänder erkannt. Die niedrigsten Frequenzen haben die *Delta*-Wellen zwischen 2 und 4 Hz. Sie treten bei Tiefschlaf und Kleinkindern auf. *Theta*-Wellen mit 5 und 6 Hz sind der Selbstkontrolle, Ärger und Frustration zugeordnet. *Alpha*-Wellen reichen von 8 bis 13 Hz und gehören zum Bewußtsein und zur Entspannung. Schließlich scheinen die *Beta*-Wellen von 13 bis 28 Hz bei Spannungen oder Überraschungen aufzutreten.

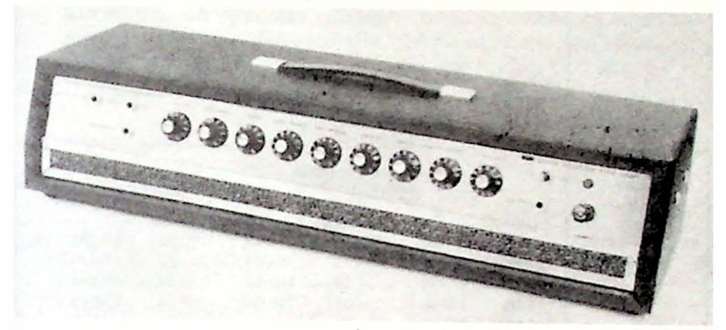
Der normale Signalpegel an der Kopfhaut beträgt bestenfalls nur einige Dutzend Mikrovolt und erstklassige Gehirnwellen-Geräte müssen eine Empfindlichkeit von wenigen Mikrovolt aufweisen, um Signale einwandfrei aufzunehmen. Für derartig niedrige Frequenzen sind aktive Filter ideal, wobei die Bandpaß-Techniken von Kapitel 7 verwendet werden. Mittel bis stark gedämpfte Filterausführungen sind für minimale Einschwing-Effekte zu empfehlen.

ELEKTRONISCHE MUSIK

Aktive Filter sind ein derart wesentlicher Bestandteil der heutigen elektronischen Musik, daß diese ohne aktive Filter überhaupt nicht mehr vorstellbar ist. Sehen wir uns vier der bekanntesten Anwendungen an: Klangformer zum Verändern des Klanges konventioneller Instrumente, Formant-Filter, Synthesizer VCFs (Voltage Controlled Filters = spannungsgesteuerte Filter) und Perkussions-Generatoren.

Klangformer

Ein aktives Filter in einem Gitarren-Vorverstärker kann den Klang des Instrumentes ganz wesentlich verändern, wenn es Teile des akustischen Spektrums der Gitarre selektiv anhebt oder absenkt. Ein typisches Gerät ist in Bild 10-2 zu sehen. In der Zeitschriften-Literatur sind zahlreiche Beschreibungen und Bauanleitungen erschienen.



Southwest Technical Products Corp.

Bild 10-2. Gitarren-Vorverstärker verwendet aktive Filter als Klangformer.

Formant-Filterung

Es gibt zwei grundsätzlich verschiedene Wege zum Modifizieren elektronischer Tonquellen in der elektronischen Musik. Wenn wir ein System mit festen Filtern verwenden, nennen wir dies eine *Formant-Filterung*. Die Harmonischen jedes Tones variieren in ihrer Struktur. Dies ist auch bei zahlreichen konventionellen Musikinstrumenten der Fall, wobei ihre Große und Form einen festen akustischen Filterverlauf bestimmen. Wenn wir andererseits ein *spannungs-gesteuertes Filter* oder VCF (=Voltage Controlled Filter) verwenden, können die Harmonischen jedes Tones ziemlich gleich und unabhängig von der Frequenz sein. Dies ergibt einen charakteristischen "elektronischen" oder "Synthesizer"-Klang.

Die Frequenzen der verschiedenen Töne, z.B. in der Western-Musik, sind in Bild 10-3 zu sehen. Es gibt gewöhnlich zwölf Töne pro Oktave. Eine Oktave ist ein Frequenzbereich von 2:1 und die Tonfrequenzen wiederholen sich in höheren Oktaven in einer 1, 2, 4, 8.....Sequenz.

Bild 10-4 zeigt einige Formant-Filtertechniken, die einen optimalen Gebrauch von aktiven Filtern machen. Man beginnt mit einer Rechteck-Spannung und filtert sie leicht mit einem Tiefpaß. Das ergibt eine Gruppe von Tonstrukturen, die "hohl" oder "hölzern" klingen, ähnlich dem Klang von Instrumenten wie etwa Klarinetten. Weniger Filterung bei einer Sägezahn-Spannung führt zu Klängen von Saiteninstrumenten, die durch Hochpaß-Filterung heller oder durch eine Tiefpaß-Anhebung weicher werden. Wird

Oktaven-Nummer	Note					
	c	c♯	d	d♯	e	f
0*	16.352	17.324	18.354	19.445	20.602	21.827
1	32.703	34.648	36.708	38.891	41.203	43.654
2	65.406	69.296	73.416	77.782	82.407	87.307
3	130.81	138.59	146.83	155.56	164.81	174.61
4	261.63	277.18	293.66	311.13	329.63	349.23
5	523.25	554.37	587.33	622.25	659.26	698.46
6	1046.5	1108.7	1174.7	1244.5	1318.5	1396.9
7	2093.0	2217.5	2349.3	2489.0	2637.0	2793.8
8	4186.0	4434.9	4698.6	4978.0	5274.0	5587.7

Oktaven-Nummer	Note					
	f♯	g	g♯	a	a♯	b
0*	23.125	24.500	25.957	27.500	29.135	30.868
1	46.249	48.999	51.913	55.000	58.270	61.735
2	92.499	97.999	103.83	110.00	116.54	123.47
3	185.00	196.00	207.65	220.00	233.08	246.94
4	369.99	392.00	415.30	440.00	466.16	493.88
5	739.99	783.99	830.61	880.00	932.33	987.77
6	1480.0	1568.0	1661.2	1760.0	1864.7	1975.5
7	2960.0	3136.0	3322.4	3520.0	3729.3	3951.1
8	5919.9	6271.9	6644.9	7040.0	7458.6	7902.1

*Oktave 0 wird selten verwendet. Frequenzen in Hz, gültig für jedes elektronische und konventionelle Musikinstrument, außer Klavier.
"Mittleres c" ist c4 bei 261.63 Hz. Standard-Tonhöhe ist a4 = 440 Hz.

Bild 10-3. Standard-Frequenzen für wohltemperierte Musikskala, 12 Noten.

die gleiche Sägezahn-Spannung durch einen Bandpaß geführt, ergibt sich ein Horn-Klang. Instrumente mit Mehrfach-Spektrum wie das Fagott, Englischhorn und Oboe verwenden mehrfache Bandpaß-Filter oder ein Kerbfilter. Starke Filterung einer Sägezahn-Spannung wird nur die Grundwelle mit leichten Anteilen der zweiten Harmonischen durchlassen, charakteristisch für die Flöte und einige Orgelstimmen.

Eine realistische Imitation herkömmlicher Instrumente hängt sowohl von der Steuerung der Harmonischen, als auch von der Umhüllenden oder Amplitude des Tones ab. Gewöhnlich werden die Hüllkurven- und Formant-Filterung getrennt ausgeführt und in einem spannungs-gesteuerten Verstärker, oder VCA (Voltage Controlled Amplifier), Modulator oder Multiplikator kombiniert.

Spannungs-gesteuerte Filter

Die elektronischen Abstimm-Verfahren von Kapitel 9 gestatten uns den Aufbau von Filtern, die mittels Spannungs-Steuerung über einen großen

Bereich abstimmbar und damit für die Anwendung bei elektronischer Musik bestens geeignet sind. Ein wichtiger Vorteil der Verwendung dieser spannungs-gesteuerten Filter liegt darin, daß man die Struktur der Harmonischen eines Tones während dessen Dauer verändern kann, speziell während der Anstiegs-(attack) und Abfall-Zeit (decay). Verfahren mit spannungs-gesteuerten Filtern findet man häufiger bei Musiksystemen mit Einzelstimmen (monophone Systeme), während Systeme mit Formant-Filterung bei polyphonen Systemen gebräuchlicher sind, bei denen zahlreiche oder überlappende Töne gleichzeitig möglich sind. Zwei Synthesizer mit spannungs-gesteuerten Filtertechniken sind in den Bildern 10-5 und 10-6 zu sehen.

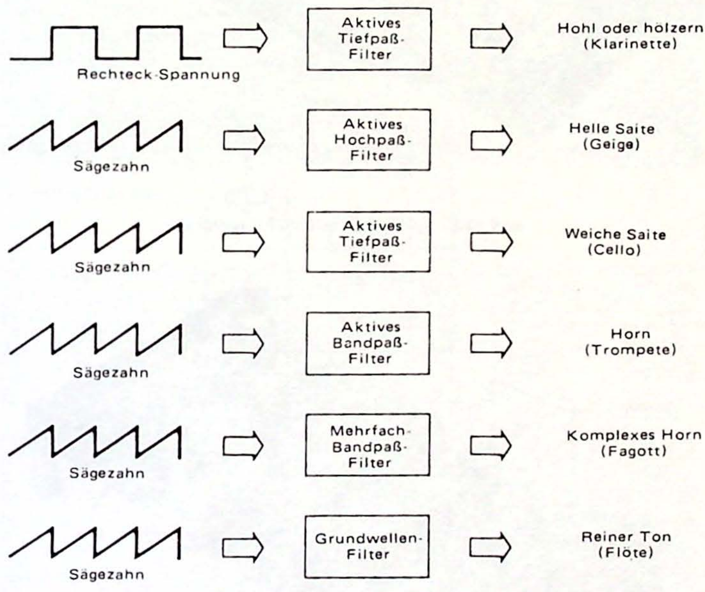
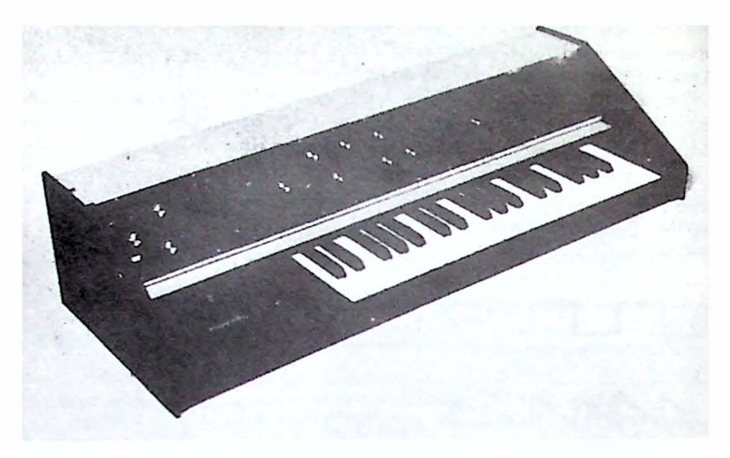


Bild 10-4. Grundlagen aktiver Formant-Filter.

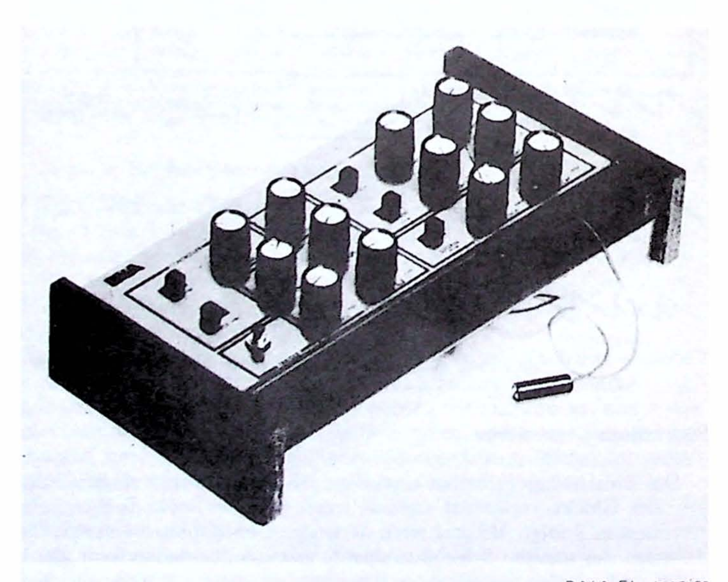
Perkussions-Generatoren

Das Einschwing-Verhalten eines Bandpaß-Filters kann als einfache Klingel oder Glocke verwendet werden, wenn man den Entwurfs-Richtlinien von Kapitel 7 folgt. Mit mehreren derartigen Generatoren können wir die Stimmen der meisten Schlaginstrumente erzeugen, besonders wenn gleichzeitig weißes oder modifiziertes Rauschen auf geeignete Weise zugeführt wird. Ein zweistufiger Abfall (decay) ergibt häufig die natürlichste Wieder-



PAIA Electronics

Bild 10-5. Synthesizer mit VCF-Techniken.



PAIA Electronics

Bild 10-6. Mikrosynthesizer verwendet aktive spannungs-gesteuerte Filter.

gabe. Eine angeschlagene Glocke oder Becken besitzt einen charakteristischen "metallischen Klang" im Augenblick des Anschlagens, gefolgt von einem lang gezogenen Abfall eines relativ reinen Tones. Auch hierüber sind zahlreiche Veröffentlichungen erschienen.

AUDIO EQUALIZER

Jedesmal, wenn Sie einen Teil des Hörspektrums anheben oder absenken wollen, kann ein aktives Filter verwendet werden. Am häufigsten werden wir es hierbei mit gedämpften Filtern für Tiefpaß- und Hochpaß-Kurven zu tun haben, sowie mit mittleren Q-Werten (2 bis 5) für Bandpässe im allgemeinen Hörbereich. Dies bedeutet, daß die aktiven Filter außerordentlich einfach und preisgünstig für Audio-Anwendungen sein werden.

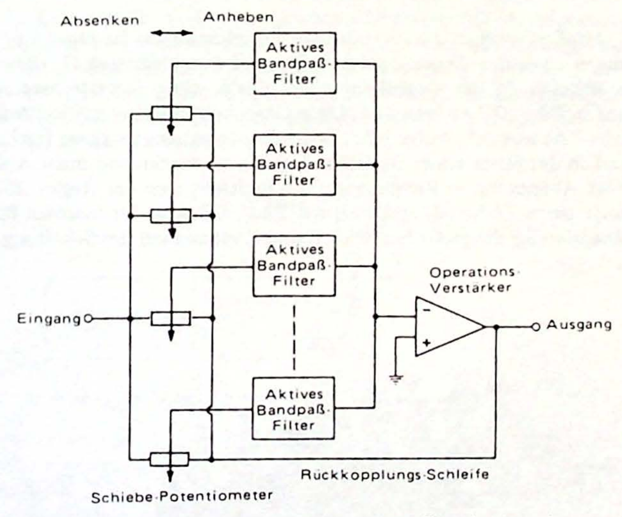
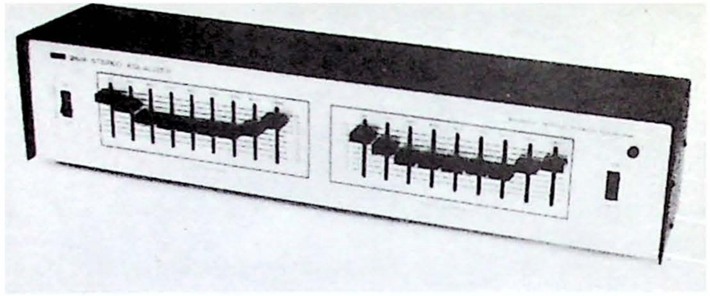


Bild 10-7. Grafik-Equalizer verwendet mehrere aktive Filter in einer einzelnen Rückkopplungs-Schleife.

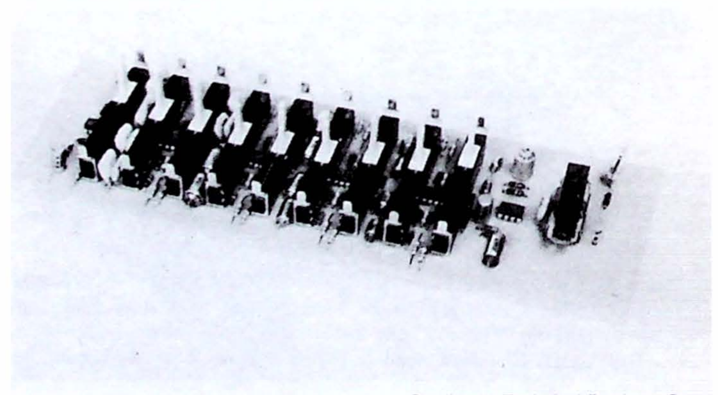
Eine derzeit populäre Form des Spektrum-Modifizierens ist der *Grafik-Equalizer* (oder Entzerrer). Dieser besteht häufig aus einer Reihe von Schiebe-Potentiometern, die Teile des Hörspektrums anheben oder absenken. Der Grafik-Equalizer wird zur Verbesserung oder Anpassung der scheinbaren Raumakustik, zum Modifizieren oder Anpassen von Instrumenten, für zusätzliche Spezial-Effekte zu andernfalls flauen Bandaufnahmen, zur Verbesserung der Sprachverständlichkeit auf einem verrauschten Kanal und für ähnliche Aufgaben verwendet.



Southwest Technical Products Corp.

Bild 10-8. Grafik-Equalizer verwendet achzehn aktive Filter.

Häufig bestehen die individuellen Filterkanäle aus Bandpaß-Filtern mit einem einzelnen Operationsverstärker und mit niedrigem Q. Diese liegen gewöhnlich in der Gegenkopplungs-Schleife eines Operationsverstärkers, wie in Bild 10-7 zu sehen ist. Diese Gegenkopplung liefert ein "Anheben" oder "Absenken", wobei jedes Schleifenpotentiometer einen flachen Verlauf in der Mitte seines Bereiches liefert und zunehmend mehr Anhebung oder Absenkung in Richtung auf die Endstellungen der Regler. Bild 10-8 zeigt einen 18-Kanal-Equalizer und Bild 10-9 eine der internen Platinen. Beachten Sie die große Einfachheit und Kompaktheit der Schaltung.



Southwest Technical Products Corp.

Bild 10-9. Der Innenaufbau des Equalizers zeigt neun aktive Filter. Beachten Sie den außerordentlich einfachen und kompakten Aufbau.

QUADRATUR-KUNST

Das aktive Universal-Filter hat eine interessante neue Kunstform ermöglicht, die wir *Quadratur-Kunst* nennen können. Sie basiert auf der Tatsache, daß es bei diesen Filtern zwei um 90 Grad (Quadratur) phasen-verschobene Ausgangssignale gibt. Wenn Sie diese Signale zu einem XY-Anzeigesystem, wie etwa einem Schreiber oder Oszillografen, führen, und das Filter mit einem NF-Generator ansteuern, dann erhalten Sie einzigartige Familien von sich ständig änderndernden Kunstformen mit geschlossenen Linien. Der grundlegende Aufbau wird in Bild 10-10 gezeigt und einige einfachere Kurven sind in Bild 10-11 zu sehen.

Der Schlüssel zu diesem System liegt darin, daß zwei um 90 Grad phasenverschobene Sinus-Spannungen einen Kreis erzeugen. Die Größe des Kreises wird durch die Eingangs-Amplitude bestimmt. Wenn sich das Eingangssignal ändert, so ändert sich auch die relative Phasenverschiebung der beiden Ausgangssignale, wodurch ungewöhnliche Kurvenformen entstehen. Zusätzlich bewirkt das aktive Filter durch sein Ein- und Ausschwingen bei plötzlichen Änderungen des Eingangssignals zusätzliche Formen zu den Kurven, die sonst bei einem sich langsam änderndernden Eingangssignal entstehen. Die beiden Möglichkeiten ergeben zusammen eine außerordentliche Vielfalt an Kurvenformen.

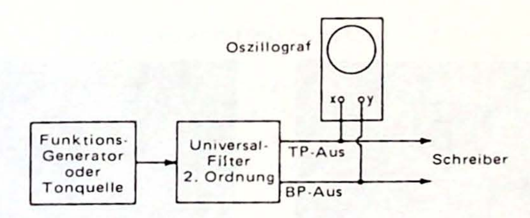
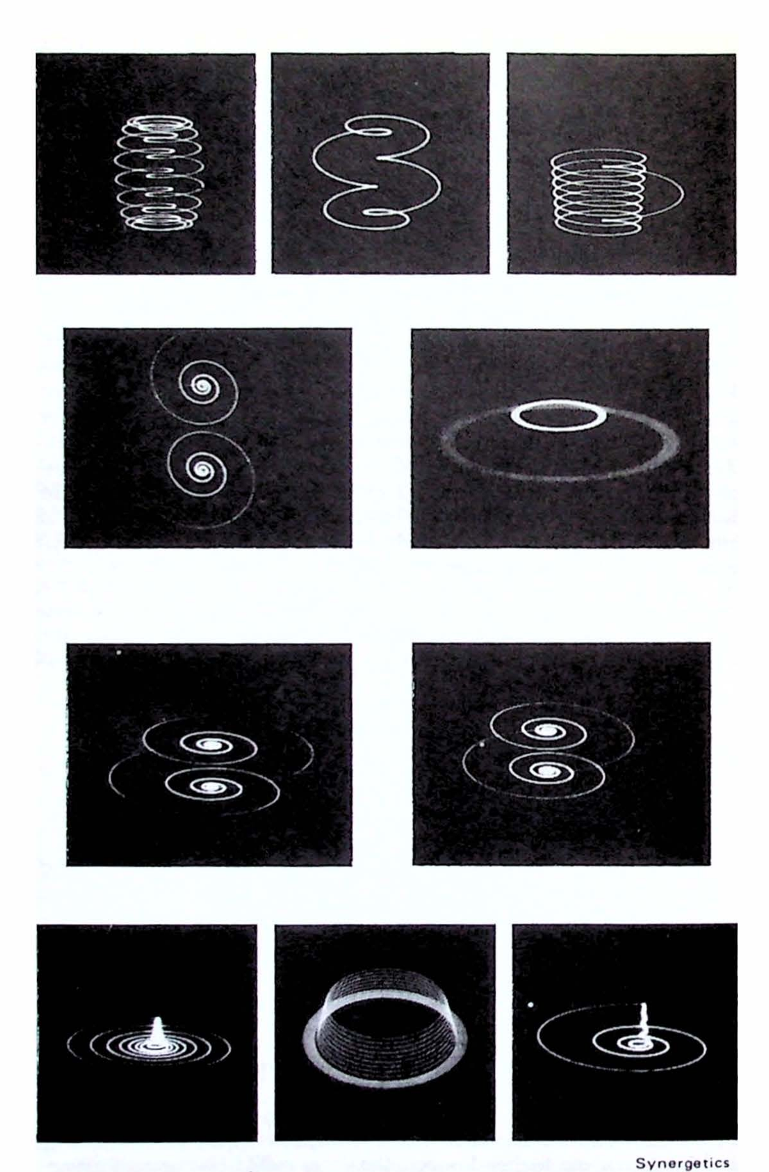


Bild 10-10. Grundlegender Aufbau für Quadratur-Kunst.

Es ist ziemlich schwierig, für diese neue Kunstform irgendwelche Regeln aufzustellen. Normalerweise sind die Frequenzen der Eingangssignale wesentlich niedriger als die Mittenfrequenz des aktiven Filters. Das Q des Filters bestimmt die Dichte oder die Anzahl der Windungen einer Spirale. Die Gesamtzahl der Höcker in der Kurve hängt vom Verhältnis der Eingangs-Frequenz zur Filter-Frequenz ab. Die Amplitude des Eingangssignals bestimmt die Größe der Kurve. Allmähliche Änderungen der Eingangs-Spannung geben das erzwungene oder stationäre Verhalten des Filters, plötzliche Änderungen der Eingangs-Spannung dagegen das Einschwingverhalten des Filters wieder.

Variieren des Verhältnisses der X-Verstärkung zur Y-Verstärkung verändert das Aussehen der dargestellten Kurve, von elliptisch zu kreisförmig und wieder zu elliptischen Formen. Die Fotos in Bild 10-11 zeigen stehende, stationäre Kurvenbilder mit einem einzelnen Eingangssignal, das aus



Synergetics

Bild 10-11. Einige elementare Formen von Quadratur-Kunst.

den verschiedenen Ausgängen für Rechteck-, Rampen-, Impuls- und Dreieck-Spannungen eines gewöhnlichen Funktionsgenerators stammt. Man kann noch beträchtlich kompliziertere Kurvenformen erzielen, wenn sich die Eingangssignale ändern oder aus einer Kombination mehrerer Quellen bestehen. Das Ansteuern des Filters von einem Musik-Synthesizer bietet zahlreiche dynamische Möglichkeiten.

Raster-Anzeigen (Fernseh-Typen) ergeben einige Probleme und können nicht direkt von einem System für Quadratur-Kunst gesteuert werden, außer bei sehr niedrigen Geschwindigkeiten. Ein Weg, um dieses Problem zu umgehen wäre, die Spule von der Bildröhre eines gewöhnlichen Fernsehempfängers zu entfernen, wobei sie jedoch mit der übrigen Schaltung verbunden bleibt. Dann wird eine neue Spule an der Bildröhre angebracht, und an einen Stereo-Verstärker angeschlossen. Dies verwandelt das Fernsehgerät von einer Rasterablenkung in eine XY-Rasterablenkung.

Ein Schutz gegen das Einbrennen des Lichtpunktes in den Schirm ist zu empfehlen, wenn die Eingangs-Amplituden der beiden Ablenk-Verstärker Null ergeben. Dadurch wird ein Einbrennen vermieden und das Bild sieht am besten aus. Eine andere Lösung für die Raster-Darstellung der Quadratur-Kunst, ist die Verwendung eines Digital-Speichers zwischen dem aktiven Filter und der endgültigen Raster-Anzeige.

OSZILLATOREN UND SIGNAL-QUELLEN

Wenn Sie genügend externe Rückkopplung bei einem Filter vorsehen, können Sie das Filter in einen Oszillator oder eine Signalquelle umwandeln.

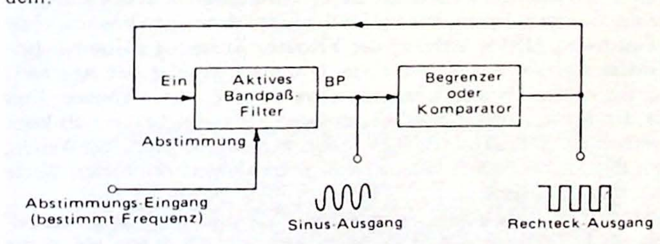


Bild 10-12. Signalquelle für Sinus- und Rechteck-Spannung mit großem Bereich unter Verwendung aktiver Universal- oder biquadratischer Filter.

Nehmen Sie an, daß Sie einen Sinus-Oszillator mit konstanter Amplitude und geringer Verzerrung wollen, der sich mit einer Spannung über einen Frequenz-Bereich von sagen wir 1000:1 oder mehr abstimmen läßt. Wie würden Sie hier vorgehen?

Die meisten der herkömmlichen Lösungswege (Mischen zweier HF-Spannungen, Wien-Brücken-Schaltungen mit Regelschleifen, Dioden-Netz-

werken, etc.) haben ein oder mehrere Probleme, die den Entwurf oder die Eigenschaften beschränken. Wie kann man es mit einem aktiven Filter mit Rückkopplung besser machen?

Bild 10-12 zeigt eine Möglichkeit. Wir bauen ein aktives, elektronisch abstimmbares Universal-Bandpaß-Filter (siehe Kapitel 9) mit einer Verstärkung von 1 auf, das den interessierenden Frequenz-Bereich überstreicht. Wir nehmen den Bandpaß-Ausgang und führen ihn zu einem Begrenzer oder Komparator, der eine Rechteck-Spannung mit konstanter Amplitude abgibt. Wir nehmen dann die Rechteck-Spannung und führen sie zurück zum Eingang des aktiven Filters.

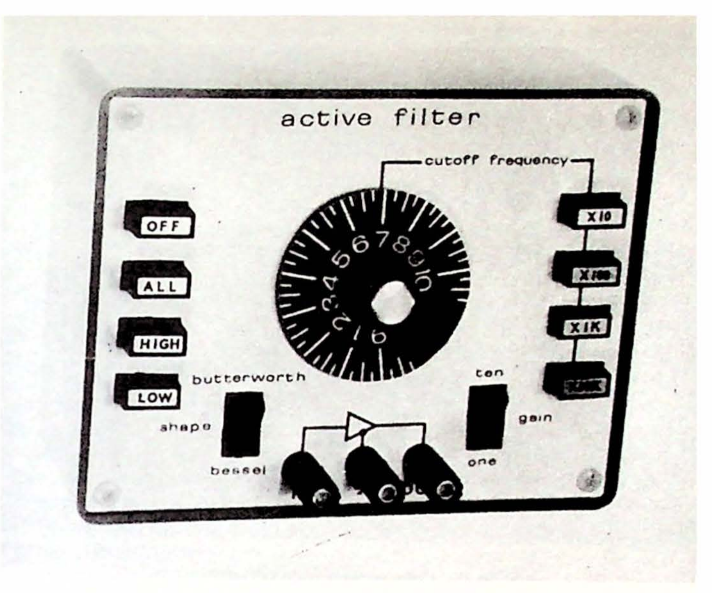
Was geschieht? Die Rechteck-Spannung besitzt immer eine konstante Amplitude. Ihre Grundfrequenz ist gleich der Mittenfrequenz des aktiven Filters (außer während rascher Änderungen), und die Ausgangs-Amplitude der Sinus-Spannung wird ebenfalls konstant sein.

Eine Rechteck-Spannung besteht aus einer Grundwelle und einer Gruppe ungeradzahliger Harmonischen. Die dritte Harmonische wird 1/3, oder 33%, der Amplitude der Grundwelle sein. Die Amplitude der fünften Harmonischen wird 1/5, oder 20%, betragen, usw. Das Bandpaß-Filter ist auf die Grundfrequenz der Rechteck-Spannung eingestellt, so daß die dritte Harmonische stark abgeschwächt wird, und die höheren Harmonischen werden noch mehr unterdrückt.

Wenn Sie die Frequenz ändern, addiert oder entfernt das aktive Filter zeitweise genügend Phasenverschiebung während der Änderung der Frequenz, damit das Ausgangssignal in die entsprechende Richtung zum Erreichen der neuen Frequenz gebracht wird.

Vom Q des aktiven Filters hängt die Verzerrung der Sinus-Spannung ab, sowie die Geschwindigkeit, mit der Sie das Filter abstimmen können, ohne daß Einschwing-Effekte während der Frequenz-Änderung auftreten. Beispielsweise sagt uns Bild 5-6 bei einem Q von 10, daß wir eine Abschwächung der dritten Harmonischen von etwa 28 dB erwarten können. Dies würde den Klirrfaktor auf etwa 2% verringern. Mit einem Q von 40 kann theoretisch ein Klirrfaktor von 0.2% erzielt werden, wiederum mit Werten, die wir Bild 5-6 entnehmen können. Höhere Qs werden noch bessere Werte für den Klirrfaktor ergeben.

Andererseits werden Sie mit einem Q von 10 die Frequenz nicht schneller als etwa 10% je Zyklus ändern wollen, außer es stören Sie starke Schwankungen der Amplitude während der Frequenz-Änderung nicht. Bei einem Q von 40 geht diese Grenze auf 2.5% je Zyklus herab, usw. Wenn Sie die Frequenz weit unterhalb dieser Grenzen verändern, bleibt die Amplitude konstant. Oberhalb dieser Grenzen erhalten Sie einige heftige Schwingungen der Amplitude, bevor Sie eine stabile Ausgangsspannung bekommen. Es ist ferner sehr wichtig, daß die Schaltpunkte des Rechteck-Formers für positive und negative Durchgänge der Sinus-Spannung identisch sind. Andernfalls würde einige zusätzliche Verzerrung durch die zweite Harmonische eingeführt werden.



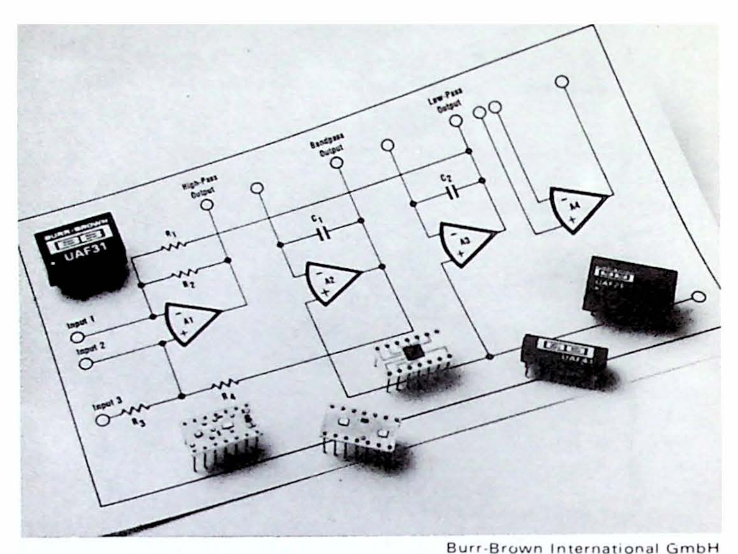
Synergetics

Bild 10-13. Universelles einfaches Laborfilter.



ZIEGLER Instruments GmbH

Bild 10-14. Kommerzielles Laborfilter für hohe Ansprüche.



Burr-Brown International GmbH

Bild 10-15. Kommerzielle aktive Filter-Module.

Als zusätzliche Vorteile dieses Verfahrens erhalten Sie ein Paar um 90 Grad phasen-verschobener Ausgangsspannungen, wenn Sie den Tiefpaß-Ausgang, zusammen mit der äquivalenten Rechteck-Spannung, ebenfalls benützen.



Frequency Devices, Inc.

Bild 10-16. Eine Gruppe aktiver Filter mit festen Frequenzen.

TEST UND LABOR-FILTER

Ein universelles aktives Filter vierter Ordnung für einen weiten Frequenzbereich ist sehr nützlich für allgemeine Prüfarbeiten im Audio-Bereich, zum Beseitigen von Rauschen in Versuchsaufbauten, Entwicklung von Tonsignal-Systemen usw. Sie können ein derartiges Filter leicht selbst unter Verwendung der Richtlinien der Bilder 6-24 und 8-23 aufbauen. Eine Version, die Hoch- und Tiefpaß-Kurven vierter Ordnung liefert, in dekadischen Schritten umschaltbar und über einen Bereich von 10:1 kontinuierlich abstimmbar ist, reicht für zahlreiche Anwendungen aus. Einfaches Umschalten gestattet entweder Bessel-(stark gedämpfte) oder Butterworth- (maximal flache oder kritisch gedämpfte) Filterkurven. Einen möglichen Aufbau zeigt Bild 10-13.

Für sehr hohe Ansprüche gibt es Labor-Filter (Bild 10-14) mit nahezu idealen Filterkurven, wie z.B. eine Steilheit der Filterflanken von 135 dB pro Oktave, großem Frequenzbereich von 0.1 Hz bis 100 kHz, 2 Kanäle, jeder hiervon mit umschaltbarer Verstärkung. Mit einer entsprechenden Option läßt sich das Filter auch über einen IEC-Bus von einem Rechner steuern.

Individuelle modulare Filterbausteine sind in den Bildern 10-15 und 10-16 zu sehen. Hierbei sind sowohl Bandpaß-, wie Hoch- und Tiefpaß-Versionen möglich.

SPRACHTHERAPIE

Visuelle Rückkopplung von Schall ist sehr nützlich als Übungshilfe bei der Behandlung von Sprachfehlern wie Stottern und einige Formen von psychischen Entwickungs-Störungen. Bild 10-17 zeigt eine Möglichkeit. Wir nehmen ein Mikrofon mit einem Vorverstärker und teilen den Hörbereich in zahlreiche schmale Kanäle unter Verwendung aktiver Bandpaß-Filter auf. Die Energie in jedem Kanal wird festgestellt und zur Steuerung einer farbigen Lampe oder LED verwendet, oder es werden die Ausgangssignale kombiniert und auf irgendeinem Balkendiagramm oder einem Farbfernseher zur Anzeige gebracht. Ähnliche Verfahren werden bei der Sprach-Analyse in Schaltungen für computer-gesteuerte Spracherzeugung verwendet.

PSYCHEDELISCHE BELEUCHTUNG

Die meisten psychedelischen Beleuchtungs-Systeme beziehen sich auf eine visuelle Anzeige irgendeiner Art von Musik. Eine Lösung ist in Bild 10-18 zu sehen. Wir nehmen ein Audio-Signal vom Lautsprecher-System, teilen es in einzelne Spektral-Bereiche mittels einer Gruppe aktiver Bandpaß-Filter auf und steuern damit einen SCR oder Triac proportional zur

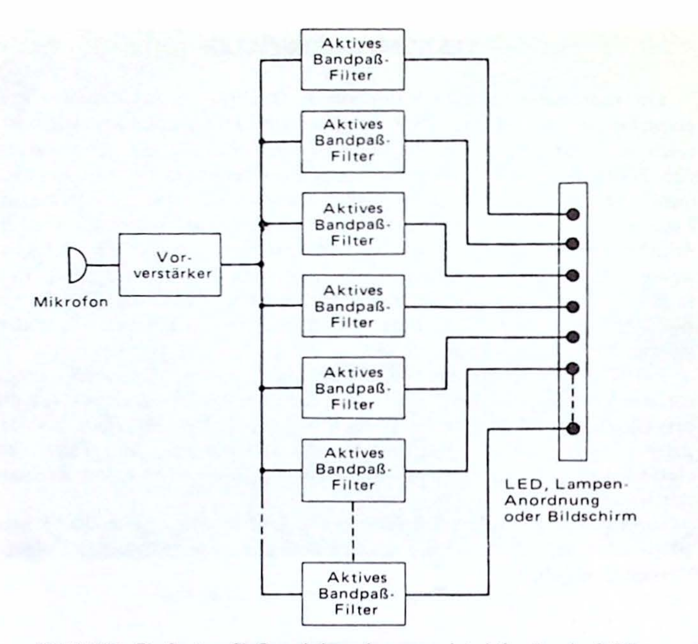


Bild 10-17. Ein System für Sprachtherapie verwendet aktive Bandpaß-Filter.

Amplitude des Signals in jedem Kanal. Der SCR oder Triac treibt dann die Last, die häufig aus mehreren 100 bis 1000 Watt starken Lampen besteht. Die blauen Lampen folgen den tiefen Tönen, die gelben der Begleitung, die

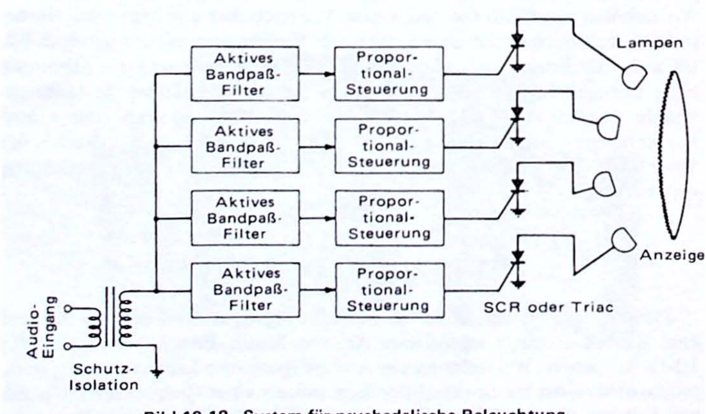


Bild 10-18. System für psychedelische Beleuchtung.

roten dem Rythmus, usw, je nachdem, welche Farbkombination gewählt wird. Die Lampen können auf eine Anzeige projiziert werden, transparente Flächen durchleuchten etc., um die verschiedensten Lichteffekte zu erzeugen.

Zweipolige Bandpaß-Filter, eine Oktave breit (Frequenz 2:1) mit einer Einsattelung von 1 dB sind eine gute Lösung (siehe Beispiele in Bild 5-18 und 7-16). Ein Q von 3.2 ist ausreichend, weshalb eine der Schaltungen mit einem einzelnen Operationsverstärker von Kapitel 7 die Aufgabe erfüllen wird. Beim Einsatz von aktiven Filtern in psychedelischen Anwendungen ist es wichtig, entsprechende Abstände im Spektrum zwischen den Filtern vorzusehen, wie etwa in Bild 10-19 dargestellt ist. Dies ist wichtig, da Musik im allgemeinen einen hohen Inhalt von Harmonischen besitzt und da Sie sicher nicht wollen, daß alle Lampen gleichzeitig leuchten. Ferner trägt das Flackern der Lampen, wenn die Frequenzen eines Instrumentes in die Lücken zwischen den Bandfilter-Kurven fallen, wesentlich zur Lebendigkeit und Reiz der Anzeige bei. Eine verzögerte automatische Lautstärkeregelung kann verwendet werden, um störende Effekte bei Lautstärke-Änderungen zu verringern. Über weitere praktische Schaltungen gibt es zahlreiche Beschreibungen in der Literatur.

TONSIGNALE

Es gibt zahlreiche verschiedene Arten, mittels Tönen über einen Draht, Kassetten-Recorder oder eine Telefonleitung zu kommunizieren. Einige ältere und teilweise standardisierte Systeme verwenden eine einzelne Frequenz für jeweils einen von mehreren Kanälen. Diese Töne können für Alarmsysteme, für industrielle Telemetrie, für Prozeß-Überwachung oder für andere Aufgaben, die nur einfache "Ja-Nein"- oder "Ein-Aus"-Fernsteuerung benötigen, verwendet werden. Aktive Filter können mit Rückkopplung für die Tonerzeugung eingesetzt werden, normale aktive Filter für die Auswertung und Steuerung oder Anzeige. Die besten Ergebnisse erhält man mit der Kombination eines aktiven Filters und einer anschließenden Auswertung mit einer integrierten Phase-Locked-Loop-Schaltung.

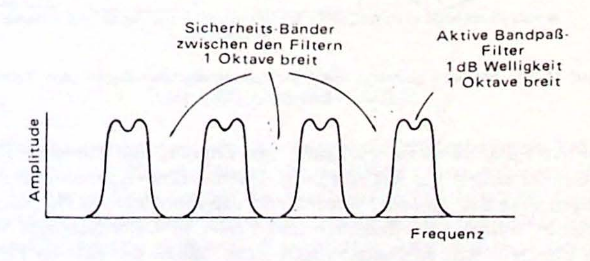


Bild 10-19. Empfohlener Filter-Abstand für psychedelische Beleuchtung.

Andere Tonsignal-Verfahren, die aktive Filter verwenden, werden in Synchronisier-Systemen für die Steuerung von Dia-Projektoren mittels Tonband und in automatischen Anrufbeantwortern eingesetzt. Die aktiven Filter dienen normalerweise zum Unterdrücken unerwünschter Signale und falscher Alarme, während das gewünschte Signal oder Ton durchgelassen werden soll.

MODEMS

Ein *Modem* ist ein Modulator-Demodulator, mit dem Sie digitale Daten über eine Telefonleitung oder zu einem Kassetten-Recorder übertragen können. Eine typische Modem-Anordnung ist in Bild 10-20 zu sehen und die Schlüssel-Frequenzen zweier bekannter Modem-Systeme sind in Bild 10-21 gezeigt.

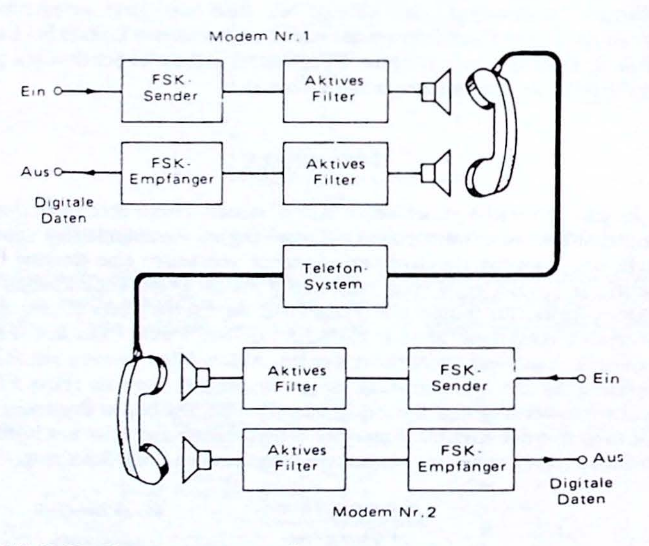


Bild 10-20. Modems gestatten die Übertragung digitaler Daten über Telefon-Leitungen.

Aktive Filter vereinfachen häufig den Entwurf von Modems. Für Modem-Sender sichert das aktive Filter, daß nur Sinus-Spannungen mit der richtigen Frequenz gesendet werden und daß Probleme mit Harmonischen vermieden werden, die Rauschen und Fehler in Datensystemen verursachen könnten. Am empfangsseitigen Ende bilden die aktiven Filter die eigentlichen Auswerter-Schaltungen. Auch hier erhält man wieder die bes-

ten Ergebnisse durch Kombination eines aktiven Vorfilters mit einem Phase-Locked-Loop-Detektor, der die eigentliche Auswertung durchführt.

Aktive Filter für Modems müssen so ausgelegt werden, daß alle Frequenz-Komponenten eines Digital-Impulses um denselben Betrag verzögert werden. Andernfalls können Teile des gefilterten Signales in das Zeitintervall gelangen, das für das nächste Informations-Bit vorgesehen ist. Dieses Problem wird die *Gruppenlaufzeit-Verzerrung* genannt. Alle in einem Modem verwendeten aktiven Filter müssen sorgfältig dimensioniert werden, oder es müssen spezielle Versionen sein, die eine Gruppenlaufzeit besitzen, bei der die Fehler innerhalb annehmbarer Grenzen liegen. (Weitere Details über Modem-Filter findet man in dem Motorola-Applikationsbericht AN-731.)

300 Bit/Sekunde (Bell 103 Standard)
Zwei-Weg (Voll-Duplex), Leitung mit Sprachqualität

Originate Mode: "Space" = "0" = 1070 Hz
"Mark" = "1" = 1270 Hz

Answer Mode: "Space" = "0" = 2025 Hz
"Mark" = "1" = 2225 Hz
(Sperrt auch Echo-Unterdrückung im Telefon-Netzwerk)

1200 Bit/Sekunde (Bell 202 Standard)
(Ein-Weg, Leitung mit Sprachqualität

"Space" = "0" = 1200 Hz

"Mark" = "1" = 2200 Hz

Bild 10-21. Standard-Frequenzen für zwei populäre Modem-Systeme.

ANDERE ANWENDUNGEN

Die Telefon-Industrie verwendet wahrscheinlich die meisten aktiven Filter. Die wichtigsten Entwicklungen stammen daher auch aus diesem Industriezweig. Aktive Filter werden zur Kombination zahlreicher Sprach- und Datenkanäle auf einen gemeinsamen Träger für Kabel-, Mikrowellen- oder Satelliten-Übertragung eingesetzt. Verschiedene Arten aktiver Filter werden zum kontinuierlichen Messen und Einstellen der Eigenschaften von

Telefonleitungen auf beste Qualität und minimale Fehler-Rate für Digital-Kommunikation verwendet. Einige dieser Schaltungen werden *adaptive Equalizer* (Entzerrer) genannt. Anordnungen zum Unterdrücken von Echos, mit denen die Sprechverbindungen über große Entfernungen verbessert werden, jedoch bei der Übertragung digitaler Daten abgeschaltet werden müssen, lassen sich mit aktiven Filtern steuern. Andere Anwendungs-Bereiche beinhalten die Kombination von Überwachungs- und Steuer-Signalen mit Sprache und Daten, sowie deren spätere Trennung für eine Wiedergewinnung der einzelnen Signale.

Zahlreiche Anwendungen aktiver Filter sind in der KFZ-Elektronik, Kontroll-Systemen gegen Umweltverschmutzung und zur Messung allgemeiner Umweltbedingungen zu erwarten.

Geologie und Erdbebenkunde verwenden aktive Filter für das Studium von Gravitations-Anomalien, Erdbeben-Voraussagen und geomagnetischen Mikropulsationen. Aktive Filter helfen beim Studium magnetischer Felder, speziell für Protonen-Magnetometer, bei denen kleinste Signale im Bereich von 1600 bis 200 Hz aus einem verrauschten Hintergrund herausgefiltert und exakt gemessen werden müssen.

Viele medizinische elektronische Geräte können aktive Filter vorteilhaft verwenden, wenn winzige Signale, beispielsweise Herzrythmus-Signale, Druck-Signale, Nerven-Impulse oder was auch immer, in eine stark verrauschte Umgebung eingebettet sind und für eine Anzeige, Steuerung oder Analyse herauszufiltern sind.

Da die Einfachheit und leichte Anwendung aktiver Filter immer besser wird, können wir auch immer mehr Anwendungen erwarten, besonders wenn die gezeigten einfachen, kompakten und preiswerten Verfahren eingesetzt werden. Was könnten *Sie* mit aktiven Filtern anfangen?

ANHANG A

Literatur

1. Berlin H. M. – Design of Active Filters, With Experiments, Howard W. Sams, Indianapolis.
2. Colin, Denis P. – Electrical Desing and Musical Applications of an Unconditionally Stabel Combination Voltage Controlled Filter/Resonator. Journal of the Audio Engineering Society, Vol. 19. No. 11, Dezember 1971, Seite 923-8.
3. Fleischer P. E. – Design Formulas for Biquad Active Filters Using Three Operational Amplifiers. Proceedings of the IEEE, Mai 1973, Seite 662-3.
4. Herrington D. E. und Macham S. – Handbook of Electronic Tables and Formulas. Howard W. Sams, Indianapolis.
5. Huelsman L., Allen P. – Introduction to the Theory and Design of Active Filters. McGraw-Hill Book Comp., New York 1980.
6. Johnson D. und J., Moore H. – A Handbook of Active Filters. Prentice-Hall Inc, Englewood Cliffs 1980.
7. Kerwin W. J. – State Variable Synthesis for Insensitive Integrated Circuit Transfer Functions. IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. SC-2, September 1967, Seite 87-92.
8. Mitra S. K. – Active Inductorless Filters. New York, IEEE Press 1971.
9. Sallen R. P. – A Practical Method of Designing RC Active Filters. IRE Transactions Circuit Theory, Vol. CT-2, März 1955, Seite 74-85.
10. Tedeschi F. – The Active-Filter Handbook. TAB-Books Inc, Blue Ridge Summit, 1981.

11.Tietze U., Schenk Ch. – Halbleiter-Schaltungstechnik, Springer-Verlag, Berlin.

12.Tobey G. E., Greame J.G. and Huelsman L.P. – Operational Amplifiers – Design and Applications. New York, McGraw Hill.

13. Vahldiek H. – Aktive RC-Filter, 2. Aufl., R. Oldenburg Verlag.

14.Weinberg L. – Network Analysis and Synthesis. New York. McGraw Hill.

15.Westman H. P. – Reference Data for Radio Engineers. Indianapolis. Howard W. Sams. Inc.

16.Wittlinger H. A. – Applications of the CA3080 High Performance Operational Transconductance Amplifiers. Application Note ICAN 6668, New Jersey, RCA.

ANHANG B

Stichwortverzeichnis

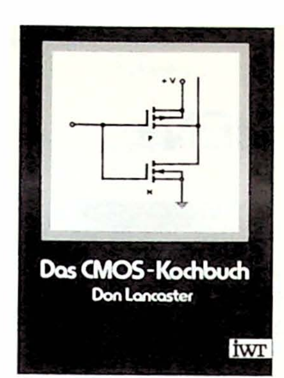
A

B

C

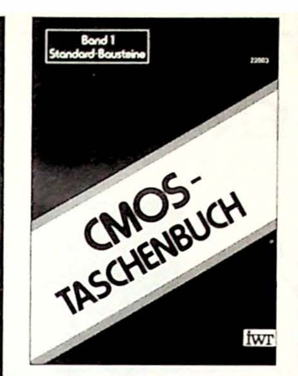
D

H



Die digitale CMOS-Bausteinserie ist eine der modernsten und zukunftsichersten Logikfamilien. Hier liegt die umfassendste neutrale Darstellung darüber vor. Das CMOS-Kochbuch bringt eine Fülle von Informationen, die es schnell zu einem unentbehrlichen Ratgeber für Elektroniker machen werden.

Übersetzung aus dem Amerikanischen.
1980. 430 Seiten. Mit zahlr. Abbildungen.
Geb. DM 48,–
ISBN 3-88322-002-7



Dieses Taschenbuch ist die ideale Ergänzung zum CMOS-Kochbuch. Es bietet eine übersichtliche Zusammenstellung der Standardtypen aller integrierten CMOS-Bausteine. Die Erfassung aller namhaften Hersteller sichert eine entsprechende Vollständigkeit.

1987, 240 Seiten, 5. über., Aufl.
Kart. DM 32,–
ISBN 3-88322-003-5



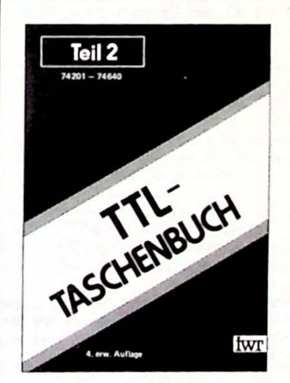
In bewährter Form, wie in Band 1, werden hier CMOS-Analogschalter, Multiplexer, industrielle Steuerbausteine, Rauchmelder, Zeitgeber und Zähler, Spannungswandler, Deltamodulatoren, PCM-Bausteine, Tondecoder, PLL-Frequenz-Synthesizer etc. vorgestellt.

1984, 216 Seiten
Kart. DM 32,-
ISBN 3-88322-009-4



Die Taschenbücher bieten eine klar gegliederte Zusammenstellung aller gängigen TTL-Bausteine. Es sind die Produkte aller namhaften Hersteller erfaßt und in einer übersichtlichen Matrix am Ende jedes Teils zusammengestellt.

1987, 308 Seiten
Kart. DM 32,-
ISBN 3-88322-191-0



Das TTL-Taschenbuch Teil 2 setzt die Beschreibung in der bewährten Form fort. Wiederum wird im letzten Teil des Buches in einer Hersteller-Technologie-Matrix gezeigt, welcher Hersteller welche Bausteine liefert.

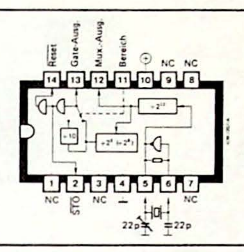
1987, 310 Seiten
Kart. DM 32,-
ISBN 3-88322-192-9



Die große Anzahl der neuen TTL-Bausteine (insbesondere ALS, AS und Fast) erforderte die Aufteilung des TTL-Taschenbuches auf 3 Bände. Dieser starke Zuwachs der TTL-Familien zeigt, wie hoch aktuell diese Technologie noch immer ist.

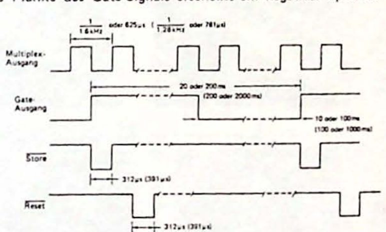
1987, 292 Seiten
Kart. DM 32,-
ISBN 3-88322-193-7

Probeseite (1:1) aus "CMOS-Taschenbuch" Band 2, Spezial-Bausteine.



Beschreibung:
Dieser Baustein enthält einen stabilen, quarzgesteuerten Oszillator, sowie Frequenzteiler, die alle erforderlichen Steuersignale für einen Frequenzmesser liefern.

Betrieb:
Der Quarz (7207 = 6.5536 MHz, 7207A = 5.24288 MHz) liegt zwischen den Pins 6 und 7 und wird mit einem Trimmkondensator auf seinen Sollwert eingestellt.
Nach dem ersten Teiler (2^{12}) wird die Steuerspannung, eine symmetrische Rechteckspannung mit 1.6 kHz (1.28 kHz), als Multiplexfrequenz für den Zählerbaustein ICM-7208 herausgeführt.
Am Gate-Ausgang steht zur Steuerung des Zählers eine symmetrische Rechteckspannung mit 20 oder 200 ms (0.1 oder 1 sec), je nachdem, ob am Bereichs-Eingang Masse oder +5V liegt.
Anschließend an die positive Flanke des Gate-Signals erscheint ein negativer Speicherimpuls von 312 µs (391 µs) Länge an Pin 2. Dieser wird wiederum von einem negativen Löschimpuls mit ebenfalls 312 µs (391 µs) Länge an Pin 14 gefolgt.
Damit liegen die erforderlichen Steuerimpulse für einen digitalen Frequenzmesser (ICM7208) vor. Wenn ein TTL-Zähler anzusteuern ist, müssen die Ausgänge gepuffert werden.



Anwendung:
Steuerbaustein für digitale Frequenzmesser, Marken- und Eichgeneratoren

Daten:

Betriebsspannung		+5	V
Oszillatorfrequenz	2	10	MHz
Stromaufnahme		0.25	mA

Hersteller:
INT

Zeitbasis für Frequenzmesser

ICM-7207/A

Computer-Bücher, die weiterhelfen.

Computer-Grundlagen

Dieses Buch richtet sich an den Computerneuling, d.h. der Leser kann dem Inhalt auch ohne Vorkenntnisse folgen. Übungsaufgaben dienen der Vertiefung des Stoffes. Nach der Lektüre dieses Buches versteht man sowohl die wichtigsten Vorgänge im Computer als auch die neuesten im Umlauf befindlichen Fachausdrücke.

1989. 248 Seiten. Geb.
DM 58,-/Fr. 55.70/S 452,-
ISBN 3-88322-237-2





Aktenzeichen Computer

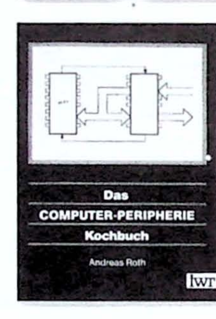
Dieses Buch gibt einen umfassenden Einblick in die Computerkriminalität. Die neuesten Gesetze werden beschrieben und kommentiert. Folgerungen aus dem Straf- und Zivilrecht werden besprochen, aktuelle Fälle zu den Themen Datenspionage, Sabotage, Manipulation und Computerviren werden dargestellt. Empfohlene Maßnahmen zur Datensicherung und zum Datenschutz machen aus dem Buch einen wertvollen Ratgeber.

1989. Ca. 250 Seiten. Geb.
Ca. DM 48,-/Fr. 46.10/S 374,-
ISBN 3-88322-251-8

Dieses Buch beschreibt exemplarisch den Baustein 8031 als Vertreter der MCS-51-Familie und setzt den Schwerpunkt in der praktischen, anwenderorientierten Darstellung des Stoffes. Es ist gleichermaßen für Einsteiger und Praktiker geeignet.

1989, 392 Seiten, Geb.
DM 58,-
ISBN 3-88322-225-9

Das MICROCONTROLLER Kochbuch
Andreas Roth
iwt



Neben den Intel-Prozessoren der 80er Reihe werden Bausteine der engeren Prozessorperipherie Daten und Programmspeichertypen und Controller-Bausteine beschrieben. Der Schwerpunkt liegt in der anwendungsorientierten Darstellung der Hardware. Das Buch richtet sich sowohl an den Systemprogrammierer wie auch an den Entwickler von Computer oder Erweiterungssystemen.

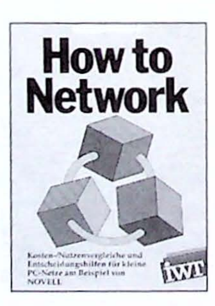
1990, 496 Seiten, Geb.
DM 68,-
ISBN 3-88322-234-8

Ventura Publisher im Einsatz

Dieses Buch soll dem Anwender des Programmpakets helfen, die Software professionell und wirtschaftlich einzusetzen. Gerade Funktionen, die im Bedienungshandbuch des Programms nicht sehr ausführlich dargelegt werden, sind hier detailliert beschrieben. Neun Kapitel führen systematisch von den ersten Anfängen bis zu speziellen Tips und Tricks.

1988. 400 Seiten.
Geb. DM 68,-/Fr. 68,-/S 530
ISBN 3-88322-199-6

Text
Ventura Publisher im Einsatz
Sigrid Lemke
iwt



How to Network

Dieses Buch soll eine Entscheidungshilfe für alle sein, die vor dem Problem stehen, mehrere PCs miteinander verbinden zu müssen. Insbesondere geht das Buch detailliert auf die Kosten und den Nutzenvergleich von kleinen Netzen zu Multi-User-Micros ein. Anhand von Beispielen werden die ersten Schritte hin zum Netzwerk aufgezeigt.

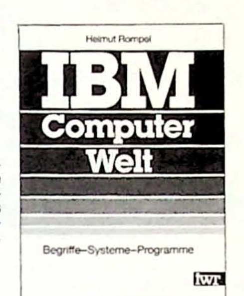
1992. 448 Seiten.
Geb. DM 68,-
ISBN 3-88322-273-9

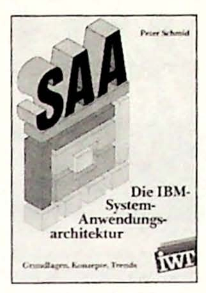


IBM-Computerwelt

Das Buch bietet einen fundierten Überblick über die IBM Computersysteme, die Datenübertragung (SNA-Konzept), Datenbanken und lokale Netze etc. Es zeichnet sich durch anschauliche Beschreibung der einzelnen Produkte aus.

1989. 2. erw. Auflage. 240 Seiten. Geb. DM 48,-/Fr. 46.10/S 374,- ISBN 3-88322-208-9





SAA — die IBM-System-Anwendungsarchitektur

Dieses Buch schildert umfassend das Wesen und die Bedeutung des IBM-Softwarekonzeptes "System-Anwendungsarchitektur" (SAA). Es werden die Grundlagenbegriffe, die langfristigen Konzepte und Trends im Zusammenhang mit SAA erläutert. Eine zusammenhängende Darstellung der SAA-Einzelthemen für das DV-Management.

1990. 250 Seiten. Geb. DM 68,-/SFR 62.60/ÖS 530,- ISBN 3-88322-285-2

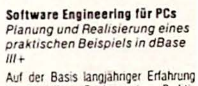
SQL Seminar, Band 1: Design relationaler Datenbanken

Am Beispiel einer Auftragsbearbeitung übt der Benutzer die Anwendung des Entity Relationship Modells und die Übertragung des Datendesigns in das relationale Datenmodell. Aufgrund der erstellten Tabellen müssen die Kernfunktionen der Auftragsbearbeitung in SQL formuliert werden. Abgerundet wird dieser Kurs durch zahlreiche Beispiele.

1990. 200 Seiten. Geb. DM 98,-/SFR 90.20/ÖS 764,- ISBN 3-88322-291-7





Software Engineering für PCs

Planung und Realisierung eines praktischen Beispiels in dBase III+

Auf der Basis langjähriger Erfahrung entstand dieses Buch von einem Praktiker für PC-Praktiker. Die Theorie des Software Engineerings wurde knapp gehalten. Dafür werden anhand von Beispielen – im Rahmen des Phasenkonzepts – notwendige und nützliche Verfahren und Methoden aufgezeigt.

1988. 216 Seiten. Geb. DM 52,– / Fr. 52.– / S 406,– ISBN 3-88322-197-X

SQL Seminar, Band 2: Interaktives SQL

Anhand der Datenbasis, die in Kurs 1 erstellt wurde, führt Kurs 2 in den Standard der Datenbanksprache SQL ein. Formulierungen der natürlichen Sprache werden stufenweise anschaulich übersetzt. Der Schwerpunkt liegt auf dem Erlernen der Abfragetechnik. Im Verlauf der Übungen werden auch die Grenzen des derzeitigen Standards sowie der aktuellen Implementierungen aufgezeigt.

1990. 296 Seiten. Geb. DM 128,-/SFR 117.80/ÖS 998,- ISBN 3-88322-292-5

 **Inklusive Diskette**





Aufwandsschätzung im Software Engineering

Die Einführung bietet einen Überblick über gängige Methoden. Die Problemanalyse zeigt, warum die Unsicherheit auf diesem Gebiet so groß ist. Im Mittelpunkt steht ein detailliert beschriebenes, neues Verfahren, das den Leser zur nüchternen Schätzung und zum Sammeln eigener Erfahrungen anleitet. Formulare, Checklisten und Stichworte bieten Hilfen für die sofortige Anwendung. Ein Buch für Programmierer, Manager, Unternehmer.

1990. 264 Seiten. Geb. DM 68,-/SFR 62.60/ÖS 530,- ISBN 3-88322-277-1



Über das Buch:

Ein aktives Filter unterscheidet sich von einem passiven dadurch, daß es keine Spulen benötigt. Stattdessen werden Kombinationen von Operationsverstärkern, Widerständen und Kondensatoren verwendet, womit die gleichen oder bessere Ergebnisse erzielt werden, von extrem niedrigen Frequenzen unter dem Hörbereich, bis hinauf in den Ultraschallbereich.

Die wesentlichen Vorteile der aktiven Filter sind deren niedrige Kosten, Anwendbarkeit über weite Bereiche, einfacher Entwurf und die Tatsache, daß sie die angeschlossenen Schaltungen nicht belasten oder unerwünschte Kopplungen erzeugen. Komplexe Aufgaben mit hochwertigen Filtern lassen sich in einfache, kaskadierbare und sich gegenseitig nicht beeinflussende Schaltungsabschnitte aufteilen.

Dieses Buch über aktive Filter stellt einen praktischen, anwenderorientierten Beitrag für jeden dar, der den Aufbau eines Filters für seine speziellen Anforderungen benötigt. Es beschreibt die zahlreichen verschiedenen Typen von aktiven Filtern, wie sie arbeiten und wie die günstigste Type für den jeweiligen Anwendungsfall auszuwählen ist.

Egal wie weit das entsprechende Interesse an aktiven Filtern geht, man findet alles was man benötigt, von einfachen »kochbuchartigen« Schaltungen, die wenig oder keine Mathematik benötigen, bis zu detaillierten Informationen über den Entwurf, die Analyse und Synthese dieser Filter.

Kapitel 1 behandelt die Grundlagen aktiver Filter, Kapitel 2 die Operationsverstärker und in Kapitel 3 werden Netzwerke erster und zweiter Ordnung besprochen. Vollständige Filterkurven, Hochpaß-, Bandpaß- und Tiefpaß-Filter sind in den Kapiteln 4 und 5 enthalten und in den Kapiteln 6, 7 und 8 werden die Kenntnisse über diese Filtertypen vertieft. Kapitel 9 erläutert, wie man Filter umschaltbar und abstimmbar machen kann und wie eine Spannungssteuerung arbeitet. Schließlich werden in Kapitel 10 zahlreiche Anwendungen aktiver Filter aufgezählt sowie die entsprechenden Daten für deren Anwendung behandelt.



